

## Berechnung der Ströme und Drehmomente der außer Tritt gefallenen erregten Schenkelpolmaschine mit dem Magnettrommelrechner IBM 650

Von Ludwig Hannakam und Siegfried Lehmann, Berlin\*)

DK 621.313.322.018.52.001.24.518.5

Mit elektronischen Digitalrechnern lassen sich Untersuchungen des Betriebsverhaltens elektrischer Maschinen ohne Näherungslösungen durchführen. Am Beispiel der Ströme und Momente der synchronen Schenkelpolmaschine soll gezeigt werden, wie ein Programm für einen Digitalrechner aufgestellt wird und die Ergebnisse ermittelt werden. Ortskurven gerechneter Beispiele zeigen, wie der Digitalrechner wirtschaftlich zur Lösung solcher Aufgaben benutzt wird.

### Allgemeine Grundbetrachtungen

Das Ziel der vorliegenden Abhandlung ist die Ermittlung der dem speisenden Netz entnommenen Ströme und der entwickelten Drehmomente der in Bild 1 dargestellten synchronen Schenkelpolmaschine bei einer konstanten, vom Synchronismus abweichenden Betriebsdrehzahl<sup>1)</sup>. Die symmetrisch ausgeführte Ständerwicklung ist mit ihren drei in

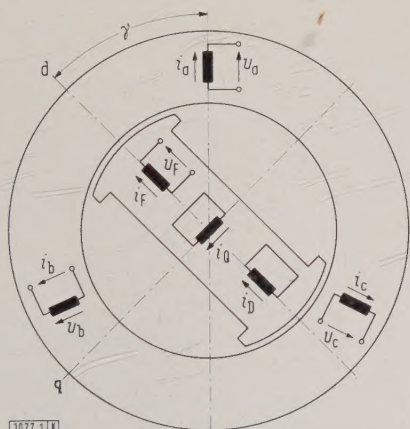


Bild 1. Synchrone Schenkelpolmaschine; Bezeichnungen der Ströme und Spannungen.

Stern geschalteten Strängen a, b und c, die von den Strömen  $i_a$ ,  $i_b$  und  $i_c = -(i_a + i_b)$  durchflossen werden, an ein starres Spannungssystem konstanter Amplitude  $U$  und synchroner Kreisfrequenz  $\Omega$  angeschlossen:

$$u_a = -U \cdot \sin \Omega t; \quad u_b = -U \cdot \sin \left( \Omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \text{und } u_c = -U \cdot \sin \left( \Omega t + \frac{2\pi}{3} \right). \quad (1)$$

Der als Polrad ausgebildete Läufer trägt in der Polradachse (Längsachse d) die vom Strom  $i_F$  durchflossene Erregungswicklung F, an der eine konstante Erregerspannung  $U_F$  liegt, und einen Dämpferkäfig, der durch zwei kurzgeschlos-

sene — in der Längsachse d und Querachse q (Pollückenachse) angeordnete —, von den Strömen  $i_d$  und  $i_q$  durchflossene Wicklungen D und Q ersetzt wird. Die Stellung des Polrades in der Maschinenbohrung wird durch den im elektrischen Bogenmaß gemessenen Stellungswinkel  $\gamma$  festgelegt, den die Polradachse mit der Achse des Stranges a einschließt. Läuft die Maschine mit konstanter Drehzahl, also mit konstantem Schlupf  $S$  um, dann ist der Stellungswinkel  $\gamma$  nach Einführung der dimensionslosen „Zeit“  $\tau = \Omega t$  durch die Beziehung

$$\gamma = (1 - S) \cdot \Omega t + \Gamma_0 = (1 - S) \cdot \tau + \Gamma_0 \quad (2)$$

festgelegt, wobei der Winkel  $\Gamma_0$  die der Zeit  $t = 0$  zugeordnete Lage des Polrades angibt; bei synchroner Drehzahl ( $S = 0$ ) stellt der Winkel  $\Gamma_0$  bei Zugrundelegung des Spannungssystems nach Gl. (1) den Lastwinkel  $\Gamma_p$  der Synchronmaschine ( $> 0$  im generatorischen,  $< 0$  im motorischen Betrieb) dar.

Bei analytischen Betrachtungen ersetzt man, um die vom veränderlichen Stellungswinkel  $\gamma$  abhängigen Haupt- und Gegeninduktivitäten der in Bild 1 dargestellten Schenkelpolmaschine aus den aufzustellenden Spannungsgleichungen zu beseitigen, die ursprünglichen Phasenwicklungen a, b und c durch zwei neue, mit dem Polrad umlaufende gedachte Wicklungen d (Ständerlängswicklung) und q (Ständerquerwicklung), die, von den Strömen  $i_d$  und  $i_q$  durchflossen, an ihren Klemmen die Spannungen  $u_d$  und  $u_q$  aufweisen. Führt man die neuen transformierten Wicklungen mittels einer durchflutungs- und leistungsinvarianten orthogonalen Transformation ein, dann bestehen zwischen den Strömen  $i$  und Spannungen  $u$  des ursprünglichen (a, b, c) und des transformierten Wicklungssystems (d, q) die Zusammenhänge

$$\left. \begin{aligned} i_a &= i_d \cdot \cos \gamma - i_q \cdot \sin \gamma, \\ i_b &= i_d \cdot \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) - i_q \cdot \sin \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right), \\ i_c &= i_d \cdot \cos \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) - i_q \cdot \sin \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right), \\ u_d &= -\frac{2}{3} \cdot \left[ u_a \cdot \cos \gamma + u_b \cdot \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + u_c \cdot \cos \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) \right], \\ u_q &= -\frac{2}{3} \cdot \left[ u_a \cdot \sin \gamma + u_b \cdot \sin \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + u_c \cdot \sin \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Für die transformierten Spannungen  $u_d$  und  $u_q$  findet man somit nach Einsetzen der Gl. (1) in die Spannungstransformation nach Gl. (3) und nach Einführung der Definition in Gl. (2) für den Stellungswinkel  $\gamma$  die resultierenden Beziehungen

\*) Dr.-Ing. L. Hannakam ist Abteilungsleiter, Dipl.-Ing. S. Lehmann ist Entwicklungsingenieur des Elektrischen Laboratoriums der AEG-Entwicklungsleitung Berlin.

1) Kleine Buchstaben stellen veränderliche Größen, große Buchstaben konstante Werte dar; alle Größen sind Relativwerte, d.h. auf ihre Nennwerte bezogene Größen, die als Einheiten des per-unit-Systems bezeichnet werden.



$$\left. \begin{aligned} u_d &= U \cdot \sin(\gamma - \tau) = -U \cdot \sin(S\tau - \Gamma_0) = \\ &= U \cdot \operatorname{Re} [j \cdot e^{j(S\tau - \Gamma_0)}], \\ u_q &= U \cdot \cos(\gamma - \tau) = U \cdot \cos(S\tau - \Gamma_0) = \\ &= U \cdot \operatorname{Re} [e^{j(S\tau - \Gamma_0)}]. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Bezeichnet man nun — die einzelnen (transformierten) Wicklungen durch die zugeordneten Indizes d, q, D, Q und F unterscheidend — die ohmschen Widerstände mit  $R$ , Streureaktanzen mit  $X_\sigma$  und Gesamtreaktanzen mit  $X$ , dann kann man infolge der Symmetrieeigenschaft

$$R_a = R_b = R_c = R_d = R_q = R_s \quad \text{und} \\ X_{\sigma a} = X_{\sigma b} = X_{\sigma c} = X_{\sigma d} = X_{\sigma F} = X_{\sigma s}$$

der Ständerwicklungen (Index S) mit den Hauptinduktivitäten  $X_{hd}$  der Längsachse und  $X_{hq}$  der Querachse die Spannungsgleichungen der transformierten Schenkelpolmaschine in der einfachen resultierenden Form

$$\left. \begin{aligned} u_d &= R_S i_d + \frac{d\psi_d}{d\tau} - (1-S) \cdot \psi_q; \\ 0 &= R_D i_D + \frac{d\psi_D}{d\tau}; \quad U_F = R_F i_F + \frac{d\psi_F}{d\tau}; \\ u_q &= R_S i_q + \frac{d\psi_q}{d\tau} + (1-S) \cdot \psi_d; \quad 0 = R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{d\tau} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

schreiben [1], wobei unter  $\psi$  die mit den einzelnen Wicklungen verketteten Flüsse

$$\left. \begin{aligned} \psi_d &= X_d i_d + X_{hd} \cdot (i_D + i_F); \quad \psi_D = X_D i_D + X_{hd} \cdot (i_d + i_F); \\ \psi_F &= X_F i_F + X_{hd} \cdot (i_d + i_D); \quad \psi_q = X_q i_q + X_{hq} i_Q; \\ \psi_Q &= X_Q i_Q + X_{hq} i_q \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

zu verstehen sind. Das von der synchronen Schenkelpolmaschine an ihrer Welle entwickelte Drehmoment  $d_M$  ist dabei durch die allgemein gültige Beziehung

$$d_M = i_q \psi_d - i_d \psi_q \quad (7)$$

gegeben [1], so daß zur Ermittlung der entnommenen Netzströme  $i_a, i_b, i_c$  nach Gl. (3) und zur Bestimmung des entwickelten Maschinenmomentes  $d_M$  nach Gl. (7) die Kenntnis der transformierten Ständerströme  $i_d, i_q$  und Ständerflüsse  $\psi_d, \psi_q$  erforderlich ist

#### Ermittlung der transformierten Ständerströme und Ständerflüsse

Infolge der getroffenen Voraussetzung eines konstanten Schlupfes  $S$  stellen die Spannungsgleichungen (5) mit den Flußbeziehungen in Gl. (6) ein System von gekoppelten linearen Differentialgleichungen mit konstanten Koeffizienten dar, in dem die konstante Erregerspannung  $U_F$  und die beiden zeitlich veränderlichen Ständerspannungen  $u_d$  und  $u_q$  den Charakter von Störfunktionen aufweisen. Die sich im eingeschwungenen Zustand einstellenden Ströme  $i$  können somit nach dem Überlagerungsprinzip gefunden werden, das in der getrennt nacheinander vor sich gehenden Einwirkung der Störgrößen  $U_F, u_d$  und  $u_q$  beruht.

Bei alleiniger Einwirkung der konstanten Erregerspannung  $U_F$  auf das System nach Gl. (5) mit  $u_d = u_q = 0$  werden die durch die einzelnen Wicklungen fließenden Ströme konstante Werte  $I$  aufweisen, die aus den Bestimmungsgleichungen (5) und (6) unter Weglassung der Flußänderungen  $d\psi/d\tau$  als die Beziehungen

$$\left. \begin{aligned} I_{d0} &= -(1-S)^2 \cdot X_q \cdot \frac{U_0}{A_0}; \quad I_{q0} = -(1-S) \cdot R_S \cdot \frac{U_0}{A_0}; \\ I_{D0} &= 0; \quad I_{Q0} = 0 \quad \text{und} \quad I_{F0} = \frac{U_F}{R_F} \quad \text{mit} \\ U_0 &= X_{hd} I_{F0} \quad \text{und} \quad A_0 = R_S^2 + (1-S)^2 \cdot X_d X_q \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

gefunden werden. Sie stellen die stationären Dauerkurzschlußströme dar, während die Spannung  $U_0$  der an den Maschinenklemmen bei einem konstanten Erregerstrom  $I_{F0}$  auftretenden Leerlaufspannung entspricht. Die in diesem Betriebszustand mit den beiden transformierten Ständerwicklungen (Index d und q) verketteten Flüsse werden durch Einsetzen von Gl. (8) in (6) als die konstanten Werte

$$\Psi_{d0} = R_S^2 \cdot \frac{U_0}{A_0} \quad \text{und} \quad \Psi_{q0} = -(1-S) \cdot R_S X_q \cdot \frac{U_0}{A_0} \quad (9)$$

gefunden.

Im Zuge der weiteren Durchführung des Überlagerungsverfahrens läßt man bei kurzgeschlossener Erregerwicklung ( $U_F = 0$ ) allein die durch die Beziehungen in Gl. (4) festgelegten transformierten Ständerspannungen  $u_d$  und  $u_q$  auf die Bestimmungsgleichungen (5) und (6) einwirken. Die sich unter diesen Bedingungen im eingeschwungenen Zustand einstellenden Wechselströme  $i_{\sim}$  und Wechselflüsse  $\psi_{\sim}$  werden die gleiche Frequenz (Schlupffrequenz) wie die sie erzeugenden Spannungen  $u_d$  und  $u_q$  annehmen und können somit in der allgemeinen Form

$$\left. \begin{aligned} i_{\sim} &= \operatorname{Re} [I \cdot e^{j(S\tau - \Gamma_0)}] = I_{Re} \cdot \cos(S\tau - \Gamma_0) - \\ &\quad - I_{Im} \cdot \sin(S\tau - \Gamma_0), \\ \psi_{\sim} &= \operatorname{Re} [\underline{\Psi} \cdot e^{j(S\tau - \Gamma_0)}] = \underline{\Psi}_{Re} \cdot \cos(S\tau - \Gamma_0) - \\ &\quad - \underline{\Psi}_{Im} \cdot \sin(S\tau - \Gamma_0) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

als Realteile komplexer Drehzeiger<sup>2)</sup> der Amplituden  $I = I_{Re} + j I_{Im}$  und  $\underline{\Psi} = \underline{\Psi}_{Re} + j \underline{\Psi}_{Im}$  angesehen werden, die mit der Schlupfkreisfrequenz  $S\Omega$  umlaufen. Setzt man den durch Gl. (10) festgelegten Ansatz für die Ströme  $i_{\sim}$  und Flüsse  $\psi_{\sim}$  in die Spannungsgleichungen (5) und Flußdefinitionen in Gl. (6) ein, dann erhält man für die komplexen Amplituden  $I$  und  $\underline{\Psi}$  die Bestimmungsgleichungen:

$$\left. \begin{aligned} j \cdot U &= R_S I_d + j S \underline{\Psi}_d - (1-S) \underline{\Psi}_q; \\ U &= R_S I_q + j S \underline{\Psi}_q + (1-S) \underline{\Psi}_d; \\ 0 &= R_D I_D + j S \underline{\Psi}_D; \\ 0 &= R_Q I_Q + j S \underline{\Psi}_Q; \\ 0 &= R_F I_F + j S \underline{\Psi}_F; \\ \underline{\Psi}_d &= X_d I_d + X_{hd} \cdot (I_D + I_F); \\ \underline{\Psi}_q &= X_q I_q + X_{hq} I_Q; \\ \underline{\Psi}_D &= X_D I_D + X_{hd} \cdot (I_d + I_F); \\ \underline{\Psi}_Q &= X_Q I_Q + X_{hq} I_q; \\ \underline{\Psi}_F &= X_F I_F + X_{hd} \cdot (I_d + I_D). \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Aus diesen kann man die interessierenden Ströme  $I_d, I_q$  und Flüsse  $\underline{\Psi}_d, \underline{\Psi}_q$  in der folgenden, ein Minimum an durchzuführenden Rechenoperationen aufweisenden und auf die Auswertung mittels digitaler Rechenmaschinen abgestimmten Form bestimmen: Aus den vom Entwurf der Schenkelpolmaschine her bekannten ohmschen Widerständen  $R$  und Reaktanzen  $X$  berechnet man zunächst die Konstanten:

$$\left. \begin{aligned} A_{d0} &= X_d R_D R_F; \\ A_{d1} &= R_F \cdot (X_d X_D - X_{hd}^2) + R_D \cdot (X_d X_F - X_{hd}^2); \\ A_{d2} &= X_d \cdot (X_D X_F - X_{hd}^2) - X_{hd}^2 \cdot (X_D + X_F - 2 X_{hd}^2); \\ A_{q0} &= X_q R_Q; \\ A_{q1} &= X_q X_Q - X_{hq}^2; \\ B_{d0} &= R_D R_F; \\ B_{d1} &= R_D X_F + R_F X_D; \\ B_{d2} &= X_D X_F - X_{hd}^2; \\ B_{q0} &= R_Q; \\ B_{q1} &= X_Q. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

<sup>2)</sup> Komplexe Größen sind durch Unterstreichen des Formelzeichens und deren Real- bzw. Imaginärteile durch die Zusatzindizes Re bzw. Im gekennzeichnet.



Aus diesen ermittelt man dann die konstanten Koeffizienten:

$$\left. \begin{aligned} E_0 &= B_{d0} B_{q0}; & E_1 &= B_{d1} B_{q0} + B_{q1} B_{d0}; \\ E_2 &= B_{d2} B_{q0} + B_{d1} B_{q1}; & E_3 &= B_{d2} B_{q1}; \\ F_0 &= B_{d0} A_{q0}; & F_1 &= B_{d1} A_{q0} + A_{q1} B_{d0}; \\ F_2 &= B_{d2} A_{q0} + B_{d1} A_{q1}; & F_3 &= B_{d2} A_{q1}; \\ G_0 &= A_{d0} B_{q0}; & G_1 &= A_{d1} B_{q0} + B_{q1} A_{d0}; \\ G_2 &= A_{d2} B_{q0} + A_{d1} B_{q1}; & G_3 &= A_{d2} B_{q1}; \\ H_0 &= A_{d0} A_{q0}; & H_1 &= A_{d1} A_{q0} + A_{q1} A_{d0}; \\ H_2 &= A_{d2} A_{q0} + A_{d1} A_{q1}; & H_3 &= A_{d2} A_{q1}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Nach Einführung der vom Schlupf  $S$  abhängigen reellen Hilfsfunktionen

$$\left. \begin{aligned} E_{Re} &= E_0 - S^2 E_2; & F_{Re} &= F_0 - S^2 F_2; & G_{Re} &= G_0 - S^2 G_2; \\ H_{Re} &= H_0 - S^2 H_2; \\ E_{Im} &= S \cdot (E_1 - S^2 E_3); & F_{Im} &= S \cdot (F_1 - S^2 F_3); \\ G_{Im} &= S \cdot (G_1 - S^2 G_3); & H_{Im} &= S \cdot (H_1 - S^2 H_3) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

und der aus diesen zu errechnenden Schlupffunktionen

$$\left. \begin{aligned} P_{dRe} &= -R_S E_{Im} + (1-2S) F_{Re}; & P_{dIm} &= +R_S E_{Re} + (1-2S) F_{Im}; \\ P_{qRe} &= +R_S E_{Re} + (1-2S) G_{Im}; & P_{qIm} &= +R_S E_{Im} - (1-2S) G_{Re}; \\ Q_{dRe} &= -R_S G_{Im} + (1-2S) H_{Re}; & Q_{dIm} &= +R_S G_{Re} + (1-2S) H_{Im}; \\ Q_{qRe} &= +R_S F_{Re} + (1-2S) H_{Im}; & Q_{qIm} &= +R_S F_{Im} - (1-2S) H_{Re}; \\ \Delta_{Re} &= R_S^2 E_{Re} - S R_S \cdot (F_{Im} + G_{Im}) + (1-2S) \cdot H_{Re}; \\ \Delta_{Im} &= R_S^2 E_{Im} + S R_S \cdot (F_{Re} + G_{Re}) + (1-2S) \cdot H_{Im} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

mit  $\Delta = \Delta_{Re}^2 + \Delta_{Im}^2$

lassen sich die komplexen Amplituden der gesuchten Ständerströme und Ständerflüsse in der Form

$$I_d = \frac{P_{dRe} + j P_{dIm}}{\Delta_{Re} + j \Delta_{Im}} \cdot U; \quad I_q = \frac{P_{qRe} + j P_{qIm}}{\Delta_{Re} + j \Delta_{Im}} \cdot U$$

und

$$\Psi_D = \frac{Q_{dRe} + j Q_{dIm}}{\Delta_{Re} + j \Delta_{Im}} \cdot U; \quad \Psi_q = \frac{Q_{qRe} + j Q_{qIm}}{\Delta_{Re} + j \Delta_{Im}} \cdot U \quad (16)$$

schreiben. Ihre Komponenten sind durch die Beziehungen

$$\left. \begin{aligned} I_{dRe} &= (P_{dRe} \Delta_{Re} + P_{dIm} \Delta_{Im}) \cdot \frac{U}{\Delta}; \\ I_{dIm} &= (P_{dIm} \Delta_{Re} - P_{dRe} \Delta_{Im}) \cdot \frac{U}{\Delta}; \\ I_{qRe} &= (P_{qRe} \Delta_{Re} + P_{qIm} \Delta_{Im}) \cdot \frac{U}{\Delta}; \\ I_{qIm} &= (P_{qIm} \Delta_{Re} - P_{qRe} \Delta_{Im}) \cdot \frac{U}{\Delta}; \\ \Psi_{dRe} &= (Q_{dRe} \Delta_{Re} + Q_{dIm} \Delta_{Im}) \cdot \frac{U}{\Delta}; \\ \Psi_{dIm} &= (Q_{dIm} \Delta_{Re} - Q_{dRe} \Delta_{Im}) \cdot \frac{U}{\Delta}; \\ \Psi_{qRe} &= (Q_{qRe} \Delta_{Re} + Q_{qIm} \Delta_{Im}) \cdot \frac{U}{\Delta}; \\ \Psi_{qIm} &= (Q_{qIm} \Delta_{Re} - Q_{qRe} \Delta_{Im}) \cdot \frac{U}{\Delta} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

gegeben. Die Zeitwerte der sich im eingeschwungenen Zustand resultierend einstellenden Ständerströme  $i_d$ ,  $i_q$  und Ständerflüsse  $\psi_d$ ,  $\psi_q$  sind:

$$\left. \begin{aligned} i_d &= I_{d0} + I_{dRe} \cdot \cos(S\tau - \Gamma_0) - I_{dIm} \cdot \sin(S\tau - \Gamma_0); \\ \psi_d &= \Psi_{d0} + \Psi_{dRe} \cdot \cos(S\tau - \Gamma_0) - \Psi_{dIm} \cdot \sin(S\tau - \Gamma_0); \\ i_q &= I_{q0} + I_{qRe} \cdot \cos(S\tau - \Gamma_0) - I_{qIm} \cdot \sin(S\tau - \Gamma_0); \\ \psi_q &= \Psi_{q0} + \Psi_{qRe} \cdot \cos(S\tau - \Gamma_0) - \Psi_{qIm} \cdot \sin(S\tau - \Gamma_0). \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Sie enthalten somit neben den durch Gl. (8) und (9) definierten konstanten Anteilen noch Wechselkomponenten der Schlupffrequenz, deren Amplituden nach Gl. (17) unter

Benutzung der Beziehungen in Gl. (12) bis (15) aus den bekannten Systemparametern  $R$  und  $X$  der synchronen Schenkelpolmaschine und der Spannungsamplitude  $U$  des speisenden Netzes errechnet werden können.

### Bestimmung des entwickelten Drehmomentes

Auf Grund der vorgenommenen Untersuchungen besteht die eigentliche Berechnung des entwickelten Maschinendrehmomentes  $d_M$  im Einsetzen der Strom- und Flußwerte nach Gl. (18) in den allgemeingültigen Drehmomentenausdruck in Gl. (7), womit man entsprechend der Entwicklung

$$\left. \begin{aligned} d_M &= (i_q \psi_d - i_d \psi_q) = (I_{q0} + i_{q\sim}) \cdot (\Psi_{d0} + \Psi_{d\sim}) - \\ &\quad - (I_{d0} + i_{d\sim}) \cdot (\Psi_{q0} + \Psi_{q\sim}) = \\ &= (I_{q0} \Psi_{d0} - I_{d0} \Psi_{q0}) + (I_{q0} \psi_{d\sim} - I_{d0} \psi_{q\sim}) + \\ &\quad + (i_{q\sim} \Psi_{d0} - i_{d\sim} \Psi_{q0}) + (i_{q\sim} \Psi_{d\sim} - i_{d\sim} \Psi_{q\sim}) \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

das Drehmoment  $d_M$  der synchronen Schenkelpolmaschine im außer Tritt gefallenen, eingeschwungenen Betriebszustand bei einem konstanten Schlupf  $S$  als die Summe folgender vier Komponenten darstellen kann:

#### 1. des konstanten Bremsmomentes

$$\begin{aligned} D_0 &= I_{q0} \Psi_{d0} - I_{d0} \Psi_{q0} = \\ &= - \frac{(1-S) \cdot R_S \cdot [R_S^2 + (1-S)^2 \cdot X_q^2]}{[R_S^2 + (1-S)^2 \cdot X_d X_q]^2} \cdot U_0^2 \end{aligned} \quad (20)$$

der ständerseitig kurzgeschlossenen Schenkelpolmaschine, das durch die im Ständerwiderstand  $R_S$  entstehenden Verluste verursacht wird. Diese Drehmomentkomponente wirkt als Bremsmoment entgegengesetzt der jeweiligen Drehbewegung, verschwindet beim Stillstand ( $S = 1$ ) und geht im Synchronismus ( $S = 0$ ) in das Dauerkurzschlußmoment

$$(D_0)_{S=0} = - \frac{R_S \cdot (R_S^2 + X_q^2)}{(R_S^2 + X_d X_q)^2} \cdot U_0^2 \quad (21)$$

der synchronen Schenkelpolmaschine über;

#### 2. des konstanten asynchronen Drehmomentes

$$\begin{aligned} D_{AS} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i_{q\sim} \psi_{d\sim} - i_{d\sim} \psi_{q\sim}) \cdot d\tau = \\ &= \frac{1}{2} \cdot [(I_{qRe} \Psi_{dRe} - I_{dRe} \Psi_{qRe}) + \\ &\quad + (I_{qIm} \Psi_{dIm} - I_{dIm} \Psi_{qIm})], \end{aligned} \quad (22)$$

das den zeitlichen Mittelwert des durch die Winkelkomponenten  $i_{\sim}$  und  $\psi_{\sim}$  hervorgerufenen Drehmomentenanteils darstellt. Das asynchrone Drehmoment  $D_{AS}$  stellt den Mittelwert des Drehmomentes der unerregten Synchronmaschine dar; im Stillstand ( $S = 1$ ) entspricht es dem Mittelwert des Anfahrmomentes, und im Synchronismus bildet es entsprechend der Beziehung

$$(D_{AS})_{S=0} = - \frac{1}{2} \cdot R_S \cdot \frac{(X_d - X_q)^2}{(R_S^2 + X_d X_q)^2} \cdot U^2 \quad (23)$$

den Mittelwert des Reluktanzmomentes der synchronen Schenkelpolmaschine;

#### 3. des Pendelmomentes

$$\begin{aligned} d_1 &= (I_{q0} \psi_{d\sim} - I_{d0} \psi_{q\sim}) + (i_{q\sim} \Psi_{d0} - i_{d\sim} \Psi_{q0}) = \\ &= D_{1C} \cdot \cos(S\tau - \Gamma_0) + D_{1S} \cdot \sin(S\tau - \Gamma_0) \end{aligned} \quad (24)$$

einfacher Schlupffrequenz, das durch das Zusammenwirken der konstanten Werte  $I_0$  und  $\Psi_0$  mit den Wechselgrößen  $i_{\sim}$  und  $\psi_{\sim}$  entsteht, wobei die Amplituden  $D_{1C}$  und  $D_{1S}$  durch die Beziehungen

$$\left. \begin{aligned} D_{1C} &= (I_{q0} \Psi_{dRe} - I_{d0} \Psi_{qRe}) + (I_{qRe} \Psi_{d0} - I_{dRe} \Psi_{q0}), \\ D_{1S} &= -(I_{q0} \Psi_{dIm} - I_{d0} \Psi_{qIm}) - (I_{qIm} \Psi_{d0} - I_{dIm} \Psi_{q0}) \end{aligned} \right\} \quad (25)$$



gegeben sind. Für den Synchronismus ( $S = 0$ ) wird das Pendelmoment  $d_1$  zu einer konstanten Größe

$$D_1 = \frac{R_S(R_S^2 + X_q^2) - R_S X_q (X_d - X_q)}{(R_S^2 + X_d X_q)^2} \cdot U U_0 \cdot \cos \Gamma_0 - \frac{X_d (R_S^2 + X_q^2) + R_S^2 (X_d - X_q)}{(R_S^2 + X_d X_q)^2} \cdot U U_0 \cdot \sin \Gamma_0, \quad (26)$$

die der durch die Erregung verursachten Drehmomentkomponente der synchronen Schenkelpolmaschine entspricht; unter dem Winkel  $\Gamma_0$  ist der konventionelle (konstante) Polradwinkel (Lastwinkel) der Synchronmaschine zu verstehen;

#### 4. des Pendelmomentes

$$d_2 = (i_{q\sim} \psi_{d\sim} - i_{d\sim} \psi_{q\sim}) - D_{AS} = D_{2C} \cdot \cos 2(S\tau - \Gamma_0) + D_{2S} \cdot \sin 2(S\tau - \Gamma_0) \quad (27)$$

doppelter Schlupffrequenz, das den periodisch schwankenden Anteil des durch die Wechselkomponenten  $i_{\sim}$  und  $\psi_{\sim}$  hervorgerufenen Drehmomentes darstellt, wobei die Amplituden  $D_{2C}$  und  $D_{2S}$  durch die Beziehungen

$$\left. \begin{aligned} D_{2C} &= \frac{1}{2} \cdot [(I_{qRe} \psi_{dRe} - I_{dRe} \psi_{qRe}) - (I_{qIm} \psi_{dIm} - I_{dIm} \psi_{qIm})], \\ D_{2S} &= -\frac{1}{2} \cdot [(I_{qIm} \psi_{dRe} - I_{dIm} \psi_{qRe}) + (I_{qRe} \psi_{dIm} - I_{dRe} \psi_{qIm})] \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

gegeben sind. Beim Erreichen der synchronen Drehzahl ( $S = 0$ ) gibt das Pendelmoment  $d_2$  als konstanter Wert

$$D_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_S (X_d + X_q) \cdot (X_d - X_q)}{(R_S^2 + X_d X_q)^2} \cdot U^2 \cdot \cos(2\Gamma_0) + \frac{1}{2} \cdot \frac{(R_S^2 - X_d X_q) \cdot (X_d - X_q)}{(R_S^2 + X_d X_q)^2} \cdot U^2 \cdot \sin 2\Gamma_0 \quad (29)$$

den Pendelanteil des Reluktanzmomentes an.

#### Bestimmung der entnommenen Netzströme

Die dem speisenden symmetrischen Drehstromnetz entnommenen Ständerströme  $i_a, i_b$  und  $i_c$  können durch Einsetzen der in Gl. (18) angegebenen Ausdrücke für die transformierten Ständerströme  $i_d$  und  $i_q$  in die Stromtransformation der Gl. (3), in der man den Stellungswinkel  $\gamma$  durch die Zeitabhängigkeit nach Gl. (2) ausdrückt, ermittelt werden. Wählt man nun zwecks übersichtlicherer Darstellung für die aufgedrückten Phasenspannungen nach Gl. (1) die Zeigerdarstellung

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = -\text{Im} \left\{ U \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ n^2 \\ n \end{bmatrix} \cdot e^{j\tau} \right\} \text{ mit } n = e^{j2\pi/3}, \quad (30)$$

dann können die angegebenen Transformationsgesetze nach Gl. (3) für die Ströme in der analogen Zeigerform

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\text{Im} \left\{ i_S \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ n^2 \\ n \end{bmatrix} \cdot e^{j\pi} \right\} = -\text{Im} \left\{ i \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ n^2 \\ n \end{bmatrix} \right\} \quad (31)$$

geschrieben werden, wobei unter  $i_S$  und  $i$  die aus den gefundenen Werten in Gl. (18) der transformierten Ständerströme  $i_d$  und  $i_q$  gebildeten Zeiger

$$i = i_S e^{j\tau} \text{ mit } i_S = -j \cdot (i_d + j i_q) \cdot e^{-j(S\tau - \Gamma_0)} \quad (32)$$

zu verstehen sind. Zu ihrer Bestimmung drückt man zunächst die trigonometrischen Funktionen in Gl. (18) für die

transformierten Ständerströme  $i_d$  und  $i_q$  durch die Drehzeiger  $e^{\pm j(S\tau - \Gamma_0)}$  aus, womit man die Beziehungen

$$\left. \begin{aligned} i_d &= I_{d0} + \frac{1}{2} \cdot I_{dRe} \cdot [e^{+j(S\tau - \Gamma_0)} + e^{-j(S\tau - \Gamma_0)}] + \\ &\quad + j \cdot \frac{1}{2} \cdot I_{dIm} \cdot [e^{+j(S\tau - \Gamma_0)} - e^{-j(S\tau - \Gamma_0)}], \\ i_q &= I_{q0} + \frac{1}{2} \cdot I_{qRe} \cdot [e^{+j(S\tau - \Gamma_0)} + e^{-j(S\tau - \Gamma_0)}] + \\ &\quad + j \cdot \frac{1}{2} \cdot I_{qIm} \cdot [e^{+j(S\tau - \Gamma_0)} - e^{-j(S\tau - \Gamma_0)}] \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

erhält. Diese liefern, in Gl. (32) eingesetzt, den gesuchten Zeiger  $i$  des Ständerstromes in der Form

$$i = I_0 e^{j[(1-S)\tau + \Gamma_0]} + I_1 e^{j\tau} + I_2 e^{j[(1-2S)\tau + 2\Gamma_0]}, \quad (34)$$

und man kann somit aussagen, daß die dem speisenden Drehstromnetz entnommenen Ströme aus folgenden drei Komponenten verschiedener Frequenzen bestehen:

1. aus einer Stromkomponente der (bezogenen) Drehzahlfrequenz  $(1-S)$ , welche die komplexe Amplitude

$$\begin{aligned} I_0 &= I_{0Re} + j I_{0Im} = -j (I_{d0} + j I_{q0}) = I_{q0} - j I_{d0} = \\ &= -(1-S) \cdot \frac{R_S - j(1-S) X_q}{R_S^2 + (1-S)^2 X_d X_q} \cdot U_0 \end{aligned} \quad (35)$$

aufweist, durch alleinige Einwirkung der Erregerspannung ( $\triangleq U_0$ ) bei kurzgeschlossenen Ständerklemmen ( $U = 0$ ) entsteht und für den Synchronismus ( $S = 0$ ) den Höchstwert der Amplitude  $I_0$  erreicht:

$$(I_0)_{S=0} = -\frac{R_S - j X_q}{R_S^2 + X_d X_q} \cdot U_0 = (I_0)_{\max}, \quad (35a)$$

2. aus einer Stromkomponente der Netzfrequenz mit der komplexen Amplitude

$$\begin{aligned} I_1 &= I_{1Re} + j I_{1Im} = -\frac{1}{2} j (I_d + j I_q) = \\ &= \frac{1}{2} (I_{dIm} + I_{qRe}) + j \frac{1}{2} \cdot (I_{qIm} - I_{dRe}), \end{aligned} \quad (36)$$

die durch Einwirkung der Netzspannung  $U$  bei kurzgeschlossener Erregerwicklung ( $U_0 = 0$ ) hervorgerufen wird und für den Synchronismus die Amplitude

$$(I_1)_{S=0} = \frac{R_S - \frac{1}{2} j (X_d + X_q)}{R_S^2 + X_d X_q} \cdot U \quad (36a)$$

aufweist;

3. aus einer Stromkomponente der (bezogenen) inversen Frequenz  $(1-2S)$ , deren komplexe Amplitude<sup>3)</sup>

$$\begin{aligned} I_2 &= I_{2Re} + j I_{2Im} = -\frac{1}{2} \cdot j \cdot (I_d^* + j I_q^*) = \frac{1}{2} (I_{qRe} - I_{dIm}) + \\ &\quad + j \cdot \frac{1}{2} \cdot (-I_{dRe} - I_{qIm}) \end{aligned} \quad (37)$$

beim Erreichen der halben synchronen Drehzahl ( $S = 1/2$ ) verschwindet und für den Synchronismus ( $S = 0$ ) den rein imaginären Wert

$$(I_2)_{S=0} = \frac{\frac{1}{2} \cdot j \cdot (X_d - X_q)}{R_S^2 + X_d X_q} \cdot U \quad (37a)$$

annimmt. Diese Komponente wird durch die Einwirkung der Netzspannung  $U$  bei kurzgeschlossener Erregerwicklung ( $U_0 = 0$ ) infolge der magnetischen Unsymmetrie des Läufers der synchronen Schenkelpolmaschine erzeugt und daher auch Reluktanzstrom genannt.

#### Zusammenfassung der bisherigen Betrachtungen

Durch Angabe der Beziehungen nach Gl. (8) und (9) für die Strom- und Flußkomponenten des Dauerkurzschlusses der erregten Schenkelpolmaschine, ferner derjenigen nach Gl. (11) bis (15) für die Konstanten  $A, B$  und  $E, F$  und  $G, H$

<sup>3)</sup> Durch einen hochgestellten Stern hinter dem Formelzeichen wird der konjugierte Wert einer komplexen Größe gekennzeichnet.



und  $R$ ,  $Q$  sowie nach Gl. 17 für die Strom- und Flußkomponenten der unerregten Schenkelpolmaschine sowie nach Gl. (20) und (22) für die konstanten Drehmomentanteile  $D_0$  und  $D_{AS}$ , nach Gl. (25) und (28) für die Amplituden  $D_{1C}$ ,  $D_{1S}$  und  $D_{2C}$ ,  $D_{2S}$  der pendelnden Drehmomentanteile und nach Gl. (35), (36), (37) für die komplexen Amplituden der Komponenten  $I_0$ ,  $I_1$ ,  $I_2$  der entnommenen Netzströme sind alle Gleichungen festgelegt, nach denen die praktische Berechnung des von der synchronen Schenkelpolmaschine unter den genannten Bedingungen bei einem konstanten Schlupf  $S$  und einem Anfangswinkel  $\Gamma_0$  entwickelten Drehmomentes  $d_M$  vorgenommen werden kann. Es ist

$$d_M = D_0 + D_{AS} + D_{1C} \cdot \cos(S\tau - \Gamma_0) + D_{1S} \cdot \sin(S\tau - \Gamma_0) + D_{2C} \cdot \cos 2(S\tau - \Gamma_0) + D_{2S} \cdot \sin 2(S\tau - \Gamma_0). \quad (39)$$

Die entnommenen Netzströme errechnet man aus den Widerstandswerten  $R_S$ ,  $R_D$ ,  $R_Q$  und  $R_F$  sowie den Reaktanzen  $X_{hd}$ ,  $X_d$ ,  $X_D$ ,  $X_F$  der Längsachse und  $X_{hq}$ ,  $X_q$ ,  $X_Q$  der Querachse und den Spannungen  $U$  des speisenden Drehstromnetzes und  $U_0$  der Erregung. Bei Verwendung bezogener Größen werden die Spannungen  $U$  und  $U_0$  als die auf die Nenn-

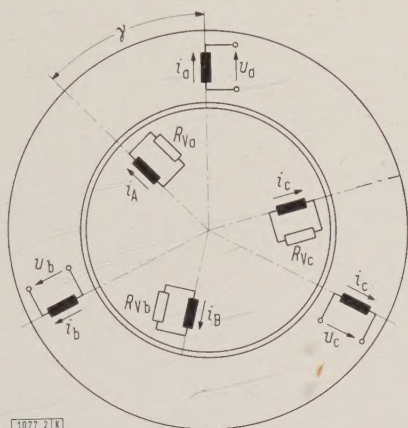


Bild 2. Asynchronmaschine mit unsymmetrischen Läufer-Vorwiderständen.

spannung  $U_N$  bezogenen Relativwerte in die Rechnung eingeführt, während die Widerstände  $R$  und Reaktanzen  $X$  auf den Nennwiderstand  $R_N = U_N/I_N$  zu beziehen sind. Die angegebenen Beziehungen liefern dann die Ströme  $i$ , auf den Nennstrom  $I_N$  bezogen; werden weiterhin die Nennwerte  $U_N$  und  $I_N$  als Maximalwerte eingeführt, dann erscheint das entwickelte Maschinenmoment  $d_M$  auf das Nennmoment

$$D_{MN} = \frac{1}{g} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{Z_p}{Q} \cdot U_N I_N \quad (40)$$

bezogen. Hierin bedeuten  $Z_p$  die Polpaarzahl und  $g$  die Fallbeschleunigung  $= 9,81 \text{ ms}^{-2}$ .

Die eingangs dieses Abschnittes zusammengefaßt angegebenen Beziehungen und ein danach aufgebautes Rechenprogramm können natürlich auch für die Berechnung des Drehmomentes und der Netzströme der in Bild 2 dargestellten Asynchronmaschine verwendet werden, deren Ständerwicklungen  $S_a$ ,  $S_b$  und  $S_c$  an ein symmetrisches Drehstromnetz gemäß Gl. (1) angeschlossen sind, während die Läuferphase  $L_a$ ,  $L_b$  und  $L_c$  über unsymmetrische Vorwiderstände  $R_{Va} \neq R_{Vb} = R_{Vc}$  kurzgeschlossen werden. Bezeichnet man mit  $R_S$ ,  $R_L$  und  $X_S$ ,  $X_L$  die ohmschen Widerstände und Drehfeldreaktanzen der symmetrischen Ständerwicklungen (Index S) und Läuferwicklung (Index L) und mit  $X_h$  die Drehfeld-Hauptreaktanz der Asynchronmaschine, wobei alle Widerstände  $R$  und Reaktanzen  $X$ , als Phasenwerte auf den Nennwiderstand  $R_N = U_N/I_N$  der betrachteten symmetrischen Asynchronmaschine bezogen, einzuführen sind, dann können die für die synchrone Schenkelpolmaschine angegebenen Strom- und Drehmomentbeziehungen mit

$$\left. \begin{aligned} R_S &= R_S; \quad R_D = R_L + \frac{2}{3} R_{Va} + \frac{1}{6} (R_{Vb} + R_{Vc}); \\ R_Q &= R_L + \frac{1}{2} (R_{Vb} + R_{Vc}); \quad R_F \rightarrow \infty; \quad X_{hd} = X_{hq} = X_h; \\ X_d &= X_q = X_S; \quad X_D = X_Q = X_F = X_L; \quad U = U \text{ und } U_0 = 0 \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

zur Berechnung der auf den Nennstrom  $I_N$  bezogenen Ströme und des auf das Bezugsmoment  $D_{MN}$  entwickelten Maschinenmomentes  $d_M$  der Asynchronmaschine mit unsymmetrischem Anlasser der Ausführung  $R_{Va} \neq R_{Vb} = R_{Vc}$  verwendet werden. Das Bezugsmoment  $D_{MN}$ , das nach der Beziehung in Gl. (40) zu errechnen ist, liefert nach Multiplikation mit dem Leistungsfaktor und Wirkungsgrad des Nennbetriebes das Nennmoment der vorliegenden Asynchronmaschine. Da bei der Asynchronmaschine keine Erregerspannung vorhanden ist ( $U_0 = 0$ ), werden in den Strom- und Drehmomentbeziehungen die mit  $U_0$  behafteten Komponenten verschwinden:  $I_0 = 0$ , d. h. die Netzströme enthalten nur die einfache und die  $(1-2S)$ -fache Netzfrequenz, während bei dem entwickelten Maschinenmoment  $d_M$  wegen  $D_0 = 0$  und  $D_{1C} = D_{1S} = 0$  nur die asynchrone Komponente  $D_{AS}$  und Pendelmomente doppelter Schlupffrequenz auftreten. Auch die Ströme und Drehmomente der Asynchronmaschine mit einachsigen Läufer, der durch die Unterbrechung der Läuferphase  $L_a$  entsteht, kann man an Hand der angegebenen Beziehungen ermitteln, wenn man in Gl. (41) den Wert  $R_{Va} \rightarrow \infty$  setzt.

#### Aufbau des Rechenprogrammes für den Digitalrechner

Der komplizierte Aufbau der hier entwickelten allgemeinen Strom- und Drehmomentbeziehungen für die erregte synchrone Schenkelpolmaschine im Außer-Tritt gefallenen Betriebszustand würde die Berechnung der Ströme und Drehmomente mit einer Handrechenmaschine sehr langwierig gestalten und die Einführung vereinfachter Annahmen [2] verlangen. Der Einsatz elektronischer Rechenmaschinen [3, 4] ermöglicht es jedoch heute, die aufgestellten Strom- und Drehmomentbeziehungen ohne jede Vernachlässigung in wirtschaftlich tragbarer Form mit der erforderlichen Genauigkeit auszuwerten.

Bei einer sorgfältigen und überlegten Durcharbeitung der aufgestellten Beziehungen für die Ströme und Drehmomente ergibt sich ein einfacher Aufbau des Rechenprogrammes, da sämtliche Komponenten durch reelle Bestimmungsgrößen gegeben sind. Aus den gegebenen Systemkonstanten (Reaktanzen, Widerstände und Spannungen) sind Funktionen einer unabhängigen Variablen zu ermitteln, sofern man zunächst nur für den jeweils konstanten Schlupfwert  $S$  rechnet, also die Abhängigkeit des Drehmomentes  $d_M(\gamma)$  vom Stellungswinkel ausschließt. Zusätzlich zu den Konstanten sind der Anfangswert des Schlupfes  $S_a$ , die Schrittweite  $\Delta S$  und der Endwert  $S_e$  vorzugeben.

Bevor mit der Berechnung schlupfabhängiger Größen begonnen wird, sind einmalig die schlupfunabhängigen Konstanten  $A_{d0,1,2}$ ,  $A_{q0,1}$  und  $B_{d0,1,2}$ ,  $B_{q0,1}$  nach Gl. (12) sowie  $E_p$ ,  $F_p$ ,  $G_p$ ,  $H_p$  mit  $p = 0, 1, 2, 3$  nach Gl. (13) zu bestimmen. Anschließend wird der Anfangswert  $S_a$  als Schlupf  $S_i$  vorgegeben und der erste Durchlauf der dem Schlupf  $S$  zugeordneten Schleife mit dem Wert  $S_i = S_a$  eingeleitet. Es werden die reellen Hilfsfunktionen  $E_{Re, Im}$ ,  $F_{Re, Im}$ ,  $G_{Re, Im}$  und  $H_{Re, Im}$  nach Gl. (14) und die Schlupffunktionen  $P_{d Re, Im}$ ,  $P_{q Re, Im}$ ,  $Q_{d Re, Im}$  und  $Q_{q Re, Im}$  sowie  $\Delta_{Re}$ ,  $\Delta_{Im}$  und  $\Delta$  nach Gl. (15), ferner  $\Delta_0$  nach Gl. (8) berechnet.

Damit können die Strom- und Flußkomponenten nach Gl. (8), (9) und (17) ermittelt werden und daran anschließend die Drehmomentkomponenten  $D_0$  nach Gl. (20),  $D_{AS}$  nach Gl. (22),  $D_{1C}$  und  $D_{1S}$  nach Gl. (25),  $D_{2C}$  und  $D_{2S}$  nach Gl. (28) sowie die Komponenten der entnommenen Netzströme  $I_0$  nach Gl. (35),  $I_1$  nach Gl. (36) und  $I_2$  nach Gl. (37). Nach der Berechnung aller dieser Komponenten geschieht die Ausgabe der Ergebnisse für den Schlupfwert  $S_i$ ; in dem



aufgestellten Programm wird in zwei Zeilen in der folgenden Anordnung gedruckt:

$S_i$	$I_{0Re}$	$I_{1Re}$	$I_{2Re}$	$D_{AS}$	$D_0$	$D_{1C}$	$D_{2C}$
	$I_{0Im}$	$I_{1Im}$	$I_{2Im}$			$D_{1S}$	$D_{2S}$

An die Ergebnisausgabe schließt sich die Ermittlung des folgenden Schlupfwertes an:  $S_{i+1} = S_i + \Delta S \Rightarrow S_i$  (womit der laufende Index  $i$  beschrieben wird) bzw.  $S_i := S_i + \Delta S$  (in ALGOL-Darstellung [5]). Für den Fall  $S_i \leq S_e$  wird die S-Schleife erneut durchlaufen; für  $S_i > S_e$  ist die Berechnung für den gewünschten Schlupfbereich beendet. Die Rechenzeit für den Durchlauf einer S-Schleife beträgt dabei für den Magnettrommelrechner IBM Typ 650 bei Verwendung eines Interpretationssystems für Gleitkommadarstellung 12 s.

Bei Durchführung der Rechnung ist es zweckmäßig, in verschiedenen Schlupfbereichen mit unterschiedlicher Schritt-

$$\left. \begin{matrix} A_{d0}, A_{d1}, A_{d2}, A_{q0}, A_{q1}, \\ B_{d0}, B_{d1}, B_{d2}, B_{q0}, B_{q1} \end{matrix} \right\} = \text{Beziehungen nach Gl. (12);}$$

$$\left. \begin{matrix} E_0, E_1, E_2, E_3, F_0, F_1, F_2, F_3, \\ G_0, G_1, G_2, G_3, H_0, H_1, H_2, H_3 \end{matrix} \right\} = \text{nach Gl. (13);}$$

$$S_i := S_a;$$

comment

Einmalig zu durchlaufender Vorspann beendet. Anschließend S-Schleife mit if-Anweisung formuliert. In den ALGOL-Ergibtanweisungen zur Ermittlung der Ströme und Drehmomente sind auf den rechten Seiten die entsprechenden Gleichungsnummern dieser Arbeit angegeben;

$$\text{SCHLEIFE: } S^* := 1 - S; \quad S^{**} := 1 - 2S;$$

$$E_{Re}, F_{Re}, G_{Re}, H_{Re}, E_{Im}, F_{Im}, G_{Im}, H_{Im} \text{ nach Gl. (14);}$$

$$P_{dRe}, P_{dIm}, P_{qRe}, P_{qIm}, Q_{dRe}, Q_{dIm}, Q_{qRe}, Q_{qIm}, \Delta_{Re}, \Delta_{Im}, \Delta \quad ; = \text{nach Gl. (15);}$$

ASYNCHRO - NER LAUF		DER SYN - CHRONEN		SCHENKEL -		POLMASCHI - NE	
222 28 .	25.11-60	ERZHAUSEN	TYP	S 8690 14			
X HAUPT	X STATOR	X DAEMPF	X ERREGER	R STATOR	R DAEMPF	R ERREGER	LAENG
4990000000.	5010260000.	4996800000.	5010520000.	4739400000.	4781000000.	4734200000.	1
X HAUPT	X STATOR	X DAEMPF		R DAEMPF			QUER
4950900000.	4963500000.	4959700000.		4810500000.			2
BEGINN	SCHRITTWT .	ENDE DES	SCHLUPFES	U STATOR	U ERREGER	LFD.NR.	
	4710000000.	5010000000.		5010000000.	5018500000.	00107	3
SCHLUPF		ENT - WICKELTE		DREH - MOMENTE			
	ENTNOMME - NE	NETZ - STROEME		ASYNCHRON	VERLUST	COS ST	COS SST
	1 OR	1 1R	1 2R			SIN ST	SIN SST
	1 0X	1 1X	1 2X				
	4811187589-	4760473450.		4670950680-	4812809759-	4726607792.	4730140440.
	5018030759.	5012747006-	4930006475.			5018031286.	4930005064.
4710000000.	4811198787-	4919564311.	4912935697-	4918858699.	4812822502-	4729864237.	4912523865-
	5018030758.	5012857010-	4928794995.			5017986073.	4928880693.

Bild 3. Beispiel einer Berechnung für eine Synchronmaschine mit dem IBM-Rechner Typ 650.

weite  $\Delta S$  zu arbeiten, z.B. in der Nähe des Synchronlaufes oder in der Nähe von  $S = 0,5$  wegen Ausbildung von Drehmomentsätteln infolge der Zweischichtigkeit der Maschine mit kleinerer Schrittweite als in anderen Bereichen zu rechnen. Das Programm bietet deshalb die Möglichkeit, nach Durchlauf einer S-Schleife die Werte  $S_a$ ,  $\Delta S$ ,  $S_e$  durch andere zu ersetzen. Dieser Wunsch kann jederzeit durch manuellen Eingriff am Steuerpult der Rechenmaschine eingestellt werden; vor der Bestimmung von  $S_{i+1}$  wird dann die Eingabe der Ersatzwerte über eine Lochkarte durchgeführt und nach manuellem „Löschen“ des Änderungswunsches die Rechnung mit den geänderten Werten fortgesetzt. Es ist somit eine Änderung von  $S_a$ ,  $\Delta S$ ,  $S_e$  möglich, ehe der vorher gegebene Endwert  $S_e$  überhaupt erreicht ist.

Der dynamische Ablauf dieses einfachen Programmes geht aus der folgenden ALGOL-Formulierung hervor, die in einer vereinfachten „Veröffentlichungssprache“ sowohl den Formelplan der Aufgabe als auch die folgerichtige Ablaufvorschrift beschreibt:

comment

ALGOL-Formulierung des Programmes zur Berechnung der Ströme und Drehmomente der Schenkelpolmaschine im Außer-Tritt-gefallenen Betrieb (stationär).

Nach dem Start findet die Eingabe der Systemkonstanten (Daten 1 bis Daten 3) mit zwischenliegendem Anschreiben von Text über Lochkarten statt.

START: start; print Text;

input Daten 1 ( $X_{hd}$ ,  $X_d$ ,  $X_D$ ,  $X_F$ ,  $R_S$ ,  $R_D$ ,  $R_F$ ); print Text;

input Daten 2 ( $X_{hq}$ ,  $X_q$ ,  $X_Q$ , 0, 0,  $R_Q$ ); print Text;

input Daten 3 ( $S_a$ ,  $\Delta S$ ,  $S_e$ , 0,  $U$ ,  $U_0$ , lfd. Nr.); print Text;

$$\Delta_0 := \text{nach Gl. (8);}$$

$$I_{dRe}, I_{dIm}, I_{qRe}, I_{qIm}, \Psi_{dRe}, \Psi_{dIm}, \Psi_{qRe}, \Psi_{qIm} := \text{nach Gl. (17);}$$

$$I_{d0}, I_{q0} := \text{nach Gl. (8); } \Psi_{d0}, \Psi_{q0} := \text{nach Gl. (9);}$$

$$D_0 := \text{nach Gl. (20); } D_{AS} := \text{nach Gl. (22);}$$

$$D_{1C}, D_{1S} := \text{nach Gl. (25); } D_{2C}, D_{2S} := \text{nach Gl. (27);}$$

$$I_{0Re}, I_{0Im} := \text{nach Gl. (35); } I_{1Re}, I_{1Im} := \text{nach Gl. (36);}$$

$$I_{2Re}, I_{2Im} := \text{nach Gl. (37);}$$

$$\text{print } (S_i, I_{0Re}, I_{1Re}, I_{2Re}, D_{AS}, D_0, D_{1C}, D_{2C});$$

$$\text{print } (0, I_{0Im}, I_{1Im}, I_{2Im}, 0, 0, D_{1S}, D_{2S});$$

ÄNDERUNG: if STEUERPU LT VIER = 8; begin input ( $S_a$ ,  $\Delta S$ ,  $S_e$ );  $S_i := S_a$ ; go to SCHLEIFE end;

comment

Wenn Steuerpultstelle VIER auf 8 eingestellt, werden die Werte  $S_a$ ,  $\Delta S$ ,  $S_e$  über eine Lochkarte geändert und die Schleife — go to SCHLEIFE — mit den geänderten Werten durchlaufen;

$S_i := S_i + \Delta S$ ; if  $S_i \leq S_e$ ; go to SCHLEIFE; stop; go to START.

Ein Beispiel der praktischen Durchrechnung mit dem Magnettrommelrechner IBM Typ 650 zeigt Bild 3. Die Anordnung der Eingabedaten geht aus den Listen der input-Anweisungen der ALGOL-Formulierung hervor. Verwendet wird ein Interpretationssystem für Gleitkommarechnung, die Zahldarstellung des zehnstelligen Wortes ist (21,7), d.h. die 2-stellige Charakteristik — der um 50 erhöhte Zehnerexpo-



nent  $\neg$  steht links, das Komma in der sich anschließenden achtstelligen Mantisste steht hinter der ersten Ziffernstelle von links:

$$5212345678 \triangleq 1,2345678 \cdot 10^2.$$

Der Verlauf des Drehmomentes  $d_M(\gamma)$  in Abhängigkeit von der Polradstellung bei konstantem Schlupf  $S$  wird nach Gl. (39) eine periodische Funktion mit einer zweiten Harmonischen sein. Mit dem vorhandenen Programm kann diese Berechnung über einen Winkel  $2\pi$  elektrisch mit konstanter Schrittweite  $\Delta\gamma$  ebenfalls wahlweise durch Einstellung am Steuerpult durchgeführt werden. Der zugehörige Programmteil ist in der ALGOL-Formulierung nicht enthalten, er liegt zwischen der zweiten print-Anweisung und der Marke „ANDERUNG“. Gemäß der Eingabe der Systemkonstanten berücksichtigt diese Form des Programmes keine Stromverdrängung. Die Widerstände  $R_D, R_Q$  und die Reaktanzen  $X_D, X_Q$  unterliegen jedoch der Stromverdrängung. Wenn diese ebenfalls in die Rechnung eingeführt werden soll, so ist die Ermittlung der vier schlupfabhängigen Systemgrößen aus den bestimmenden Maschinendaten in die S-Schleife aufzunehmen. Vor der Schleife sind dann lediglich die Konstanten zur Bestimmung der Werte  $R_D, R_Q, X_D, X_Q$  einmalig zu errechnen, während  $A_{d0,1,2}, A_{q0,1}, B_{d0,1,2}, B_{q0,1}$  nach Gl. (12) und  $E_v, F_v, G_v, H_v$  mit  $\nu = 0, 1, 2, 3$  nach Gl. (13) als jetzt schlupfabhängige Funktionswerte in jedem Durchlauf der S-Schleife neu berechnet werden müssen.

Durchrechnung von Beispielen

Hochlauf einer unerregten Schenkelpolmaschine im gesamten Schlupfbereich  $S=1$  bis  $S=0$

Die unerregte Schenkelpolmaschine mit  $U_F=0$ , also  $U_0=0$ , entwickelt kein Bremsmoment  $D_0$  und kein Pendelmoment einfacher Schlupffrequenz, d. h. es ist  $D_0=0$  und  $D_{1S}=D_{1C}=0$ . Entsprechend ist die zugehörige Stromkomponente  $I_{0Re}=I_{0Im}=0$ . In die Rechnung ist hier ein Gesamtwiderstand des Erregerkreises von  $10R_F$  eingesetzt, also mit einem Schutzwiderstand von  $9R_F$  gerechnet worden.

In Bild 4 sind die Drehmomentkomponenten als Funktion des Schlupfes  $S$  aufgetragen. Das asynchrone Nutzmoment  $D_{AS}$  zeigt grundsätzlich den Drehmoment-Schlupf-Verlauf einer stationär betriebenen asynchronen Maschine, das Kippmoment wird bei einem Schlupf von  $S_K=4,6\%$  erreicht. Von Bedeutung sind die Drehmomentsattel bei Schlupfwerten um  $S=0,5$  infolge der Zweiachsigkeit der Schenkelpolmaschine. Der Grund dieser Sattelbildung ist die aus den Drehfeldbetrachtungen geläufige Deutung, daß das infolge der magnetischen Unsymmetrie auftretende Drehfeld mit dem Schlupf  $S_2=-(1-2S)$  für  $S=0,5$  seinen synchronen Betriebspunkt erreicht und sich so im Bereich um  $S=0,5$  dem Grundwelle zugehörigen Drehmomentverlauf ein gleichartiger Verlauf für dieses Oberwellenmoment überlagert.

Die Komponenten des Pendelmomentes doppelter Schlupffrequenz,  $D_{2C}$  und  $D_{2S}$ , sind in Bild 5 in Orts-

kurvendarstellung mit dem Schlupf  $S$  als Parameter gegeben. Die Ortskurvendarstellung ermöglicht es, den Betrag des Pendelmomentes

$$D_2 = \sqrt{D_{2C}^2 + D_{2S}^2}$$

der Darstellung als Betrag des Radiusvektors zu entnehmen. Dieses Pendelmoment überlagert sich mit der Amplitude  $D_2$  dem asynchronen Moment  $D_{AS}$ , so daß sich das resultierende Moment  $d_M(\gamma)$  innerhalb des in Bild 4 angegebenen Bandes  $D_{AS}(S) \pm D_2(S)$  bewegen wird.

Die Ortskurven der Ströme —  $I_1(S)$  und  $I_2(S)$  — sind in Bild 6 aufgetragen. Der Sattelbildung im Drehmoment ent-

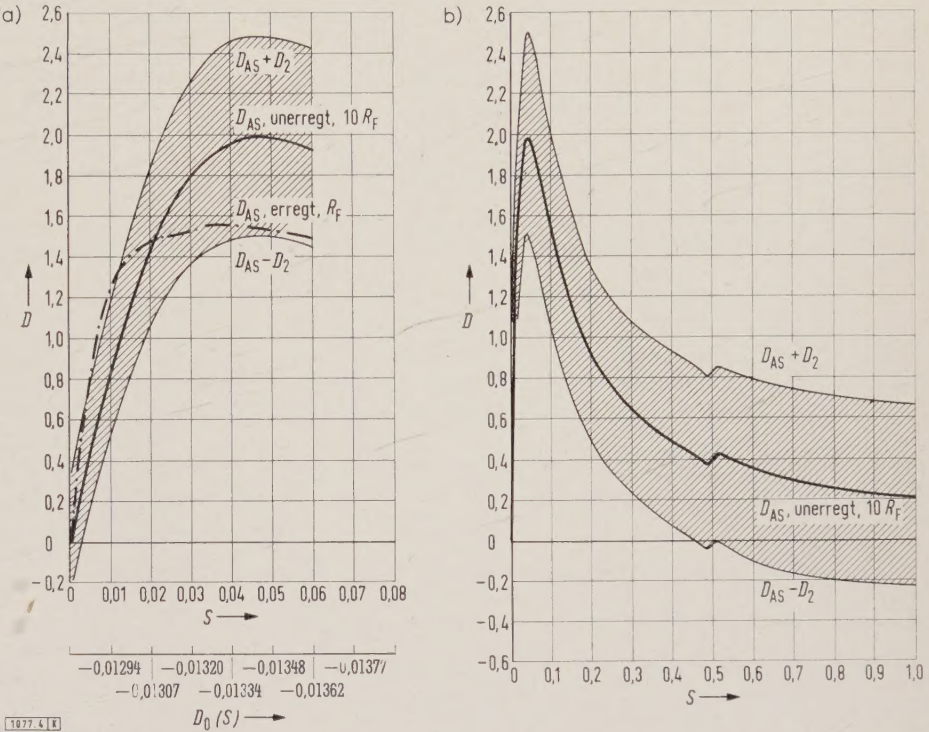


Bild 4. Momente der synchronen Schenkelpolmaschine bei stationärem Schlupf  $S$  im außer Tritt gefallenen Betrieb a) bei kleinen und b) bei großen Schlupfwerten. — unerregt mit  $10R_F, U_0=0$  — — — erregt mit  $R_F, U_0=1,85$ .

Eingabedaten	$X_{hd}$ $X_{hq}$	$X_d$ $X_q$	$X_D$ $X_Q$	$X_F$	$R_S$ $U$	$R_D$ $R_Q$ $U_0$	$R_F$
SYNCHRONMASCHINE	0,9 0,509	1,026 0,635	0,968 0,597	1,052	0,00394 1	0,0081 0,0105 0/1,85	0,00342

spricht im netzfrequenten Strom  $I_1(S)$  eine Einsattelung der Ortskurve bei  $S=0,5$ . Eine Schleife tritt für die Stromkomponente  $I_2(S)$  der bezogenen Frequenz  $(1-2S)$  auf, die für  $S=0,5$  durch  $I_2(0,5)=0$  führt.

Stationärer Asynchronlauf der erregten Schenkelpolmaschine im Außer-Tritt gefallenen Betrieb

Praktisch interessiert die Untersuchung dieser Betriebsweise nur für den Bereich oberhalb des Kippunktes ( $S > S_K$ ), wenn die Schenkelpolmaschine außer Tritt fällt und asynchron stationär weiterläuft. Der Feldwiderstand ist in diesem Fall der tatsächliche bezogene Widerstand  $R_F$ . Die Drehmomente und Ströme sind ebenfalls in Bild 4, 5 und 6 eingetragen. Es sei darauf hingewiesen, daß die Unterschiede durch Änderung des Erregerwiderstandes von  $10R_F$  auf  $R_F$  bedingt sind, während sich der Einfluß der Erregung ( $U_0 > 0$ ) durch die Komponenten  $D_0$  und  $D_1$  sowie  $I_0$  überlagert. An dem Verlauf des asynchronen Momentes  $D_{AS}$  wird deutlich, daß auch für kleine Schlupfwerte in der Nähe



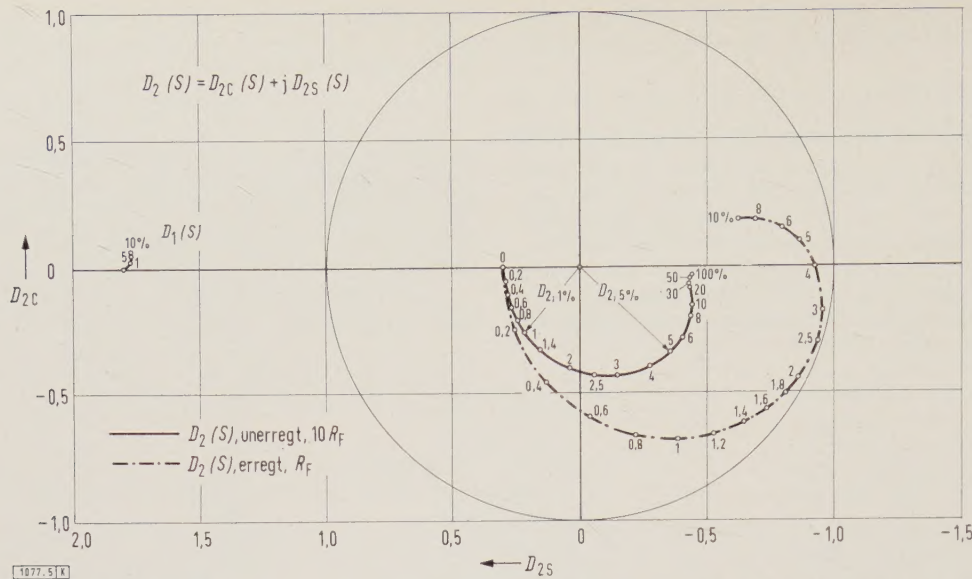


Bild 5. Pendelmomente  $D_1(S)$  und  $D_2(S)$  der synchronen Schenkelpolmaschine bei stationärem Schlupf  $S$ .

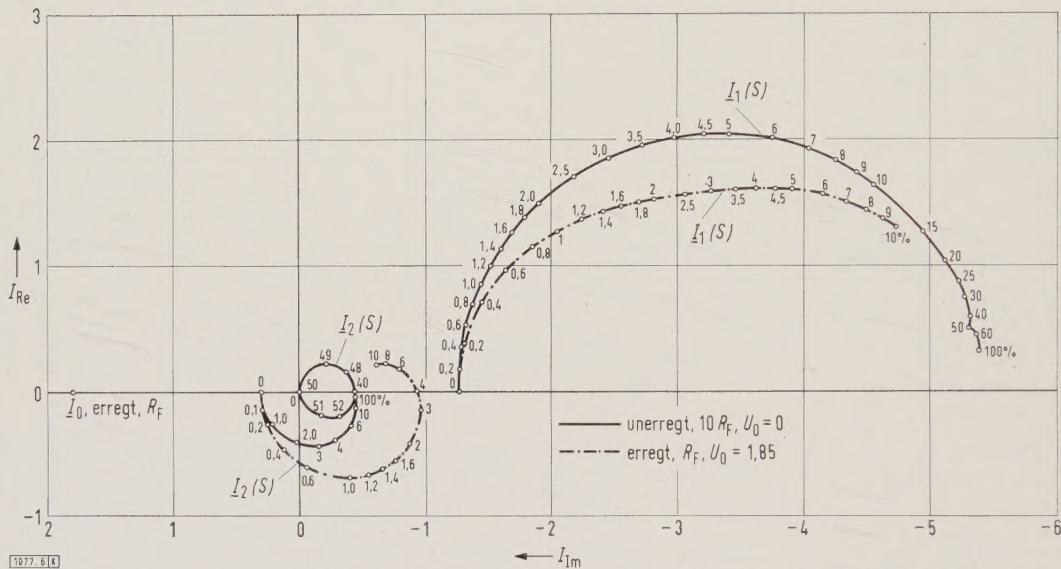


Bild 6. Ortskurven der Ströme der asynchron mit konstantem Schlupf  $S$  laufenden Schenkelpolmaschine.

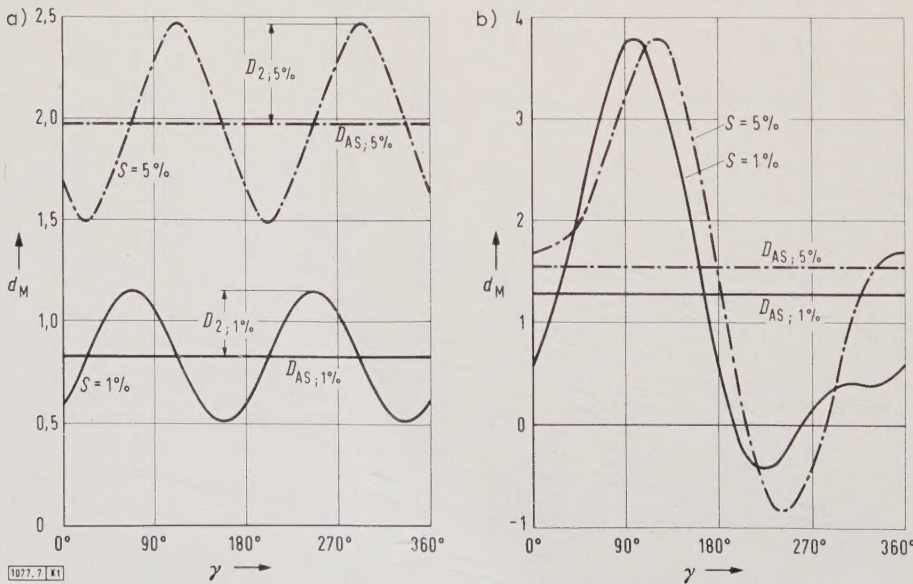


Bild 7. Moment  $d_M(\gamma)$  der Schenkelpolmaschine bei konstantem Schlupf  $S$ .  
a) für unerregte Maschine und  
b) für erregte Maschine



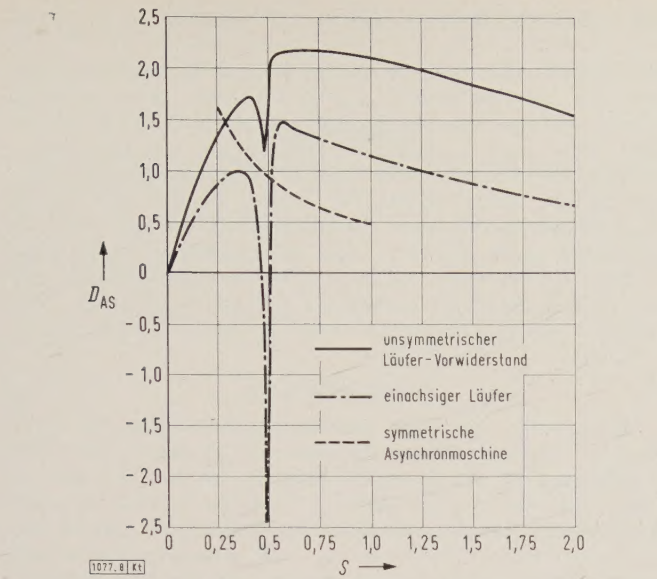


Bild 8. Drehmomente der unsymmetrischen Asynchronmaschine bei konstantem Schlupf S.

Eingabedaten ASYNCHRON- MASCHINE	$X_{hd}$ $X_{hq}$	$X_d$ $X_q$	$X_D$ $X_Q$	$X_F$	$R_S$ $U$	$R_D$ $R_Q$ $U_0$	$R_F$
unsymmetri- scher Läufer- vorwiderstand	3,05 3,05	3,15 3,15	3,14 3,14	3,14	0,021 1	0,209 0,103 0	$\infty$
einachsiger Läufer	3,05 3,05	3,15 3,15	3,14 3,14	3,14	0,021 1	$\infty$ 0,103 0	$\infty$

des Synchronismus schwach ausgeprägte Sattelbildungen auftreten können.

Die sich infolge der Erregung dem unerregten asynchronen Betrieb überlagernden Stromkomponenten  $I_{0Re}$  und  $I_{0Im}$  sowie die Momentkomponente  $D_0$  können in dem interessierenden Bereich ( $S \leq 0,1$ ) durch einfache Näherungsbeziehungen ermittelt werden, wenn die Daten für die un-

erregte Maschine bekannt sind. Es gelten unter den Voraussetzungen

$$S \leq 0,1, \quad \frac{R_S}{X_d} \leq \frac{R_S}{X_q} \leq 3 \cdot 10^{-2}$$

die Näherungen:

$$\frac{1}{(1-S)^2} \approx \frac{1}{1-2S} \approx 1+2S \quad (\text{mit } -2,7\% \text{ Fehler an der Bereichsgrenze}),$$

$$\frac{1}{1 \mp S} \approx 1 \pm S \quad (\text{mit } -1\% \text{ bzw. } -1,1\% \text{ Fehler}).$$

Außerdem ist

$$\frac{1}{1 + \frac{R_S}{X_d} \cdot \frac{R_S}{X_q}} \approx 1 - \frac{R_S}{X_d} \cdot \frac{R_S}{X_q}, \quad \text{da } \frac{R_S}{X_d} \cdot \frac{R_S}{X_q} < 10^{-3} \text{ ist.}$$

Somit gilt:

$$\begin{aligned} A_0 &= R_S^2 + (1-S)^2 \cdot X_d X_q \\ &\approx (1-S)^2 X_d X_q \cdot \left(1 + \frac{R_S}{X_d} \cdot \frac{R_S}{X_q} \cdot (1+2S)\right) \\ &\approx (1-S)^2 X_d X_q \cdot \left(1 + \frac{R_S}{X_d} \cdot \frac{R_S}{X_q}\right) \end{aligned}$$

da eine Änderung von  $1 + \frac{R_S}{X_d} \cdot \frac{R_S}{X_q} \cdot (1+2S)$  mit S erst in der fünften Dezimale eintritt. Es lassen sich dann folgende Näherungen angeben:

$$I_{0Re} = I_{q0} = -(1-S) \cdot R_S \frac{U_0}{A_0} \approx -\frac{U_0}{X_d} \cdot \frac{R_S}{X_q} \cdot \left(1 - \frac{R_S}{X_d} \cdot \frac{R_S}{X_q}\right) \cdot (1+S) = (I_{0Re})_{S=0} \cdot (1+S), \quad (42)$$

$$\begin{aligned} I_{0Im} &= -I_{d0} = (1-S)^2 \cdot X_q \cdot \frac{U_0}{A_0} \approx \frac{U_0}{X_d} \cdot \left(1 - \frac{R_S}{X_d} \cdot \frac{R_S}{X_q}\right) = \\ &= (I_{0Im})_{S=0}. \end{aligned} \quad (43)$$

Die Komponente  $I_{0Re}$  nimmt also für  $S \leq 0,1$  praktisch linear mit S zu und bleibt in der Näherung auf 1% genau, während  $I_{0Im}$ , auf 0,003% genau errechnet, praktisch konstant bleibt. Die Ortskurve  $I_0(S)$  in Bild 6 schrumpft des-

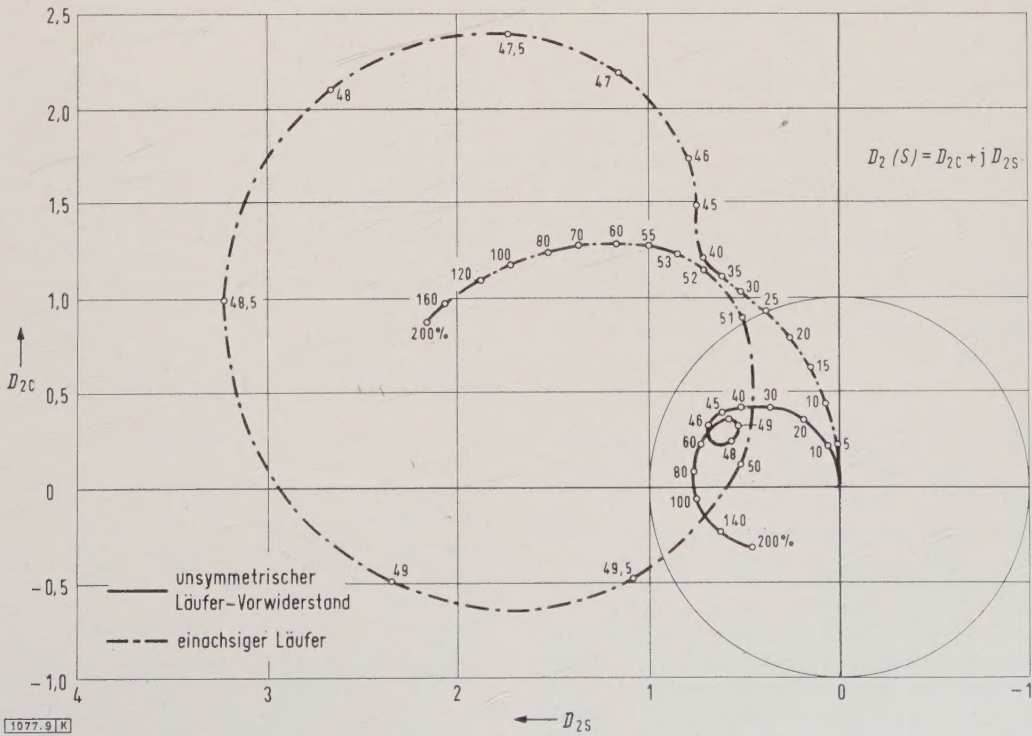


Bild 9. Pendelmomente der unsymmetrischen Asynchronmaschine bei konstantem Schlupf S;  $D_2(S) = D_{2C} + j D_{2S}$ .



halb bei dem dort gewählten Maßstab auf einen Punkt zusammen.

Für die Flüsse gilt

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{d0} &= R_S^2 \cdot \frac{U_0}{\Delta_0} \approx -R_S I_{q0} \cdot (1+S), \\ \Psi_{q0} &= -(1-S) \cdot R_S X_q \cdot \frac{U_0}{\Delta_0} \approx R_S I_{d0} \cdot (1+S), \end{aligned} \right\} \quad (44)$$

so daß sich für  $D_0 \approx -R_S(1+S) \cdot (I_{q0}^2 + I_{d0}^2)$  mit einer Ungenauigkeit von 1% im Bereich  $S \leq 0,1$  ergibt:

$$\begin{aligned} D_0 &\approx -R_S \cdot \left[ \frac{U_0}{X_d} \cdot \left( 1 - \frac{R_S}{X_d} \cdot \frac{R_S}{X_q} \right) \right]^2 \cdot \left[ 1 + \left( \frac{R_S}{X_q} \right)^2 \right] \cdot (1+S) = \\ &= (D_0)_{S=0} \cdot (1+S). \end{aligned} \quad (45)$$

Das Verlustmoment für die erregte Schenkelpolmaschine steigt also für kleine Schlupfwerte ebenfalls praktisch linear mit  $S$  an, wie es die in Bild 4a angegebenen Zahlenwerte erkennen lassen. Für die Momentkomponenten  $D_{1C}$  und  $D_{1S}$  lassen sich entsprechende Näherungen nicht angeben.

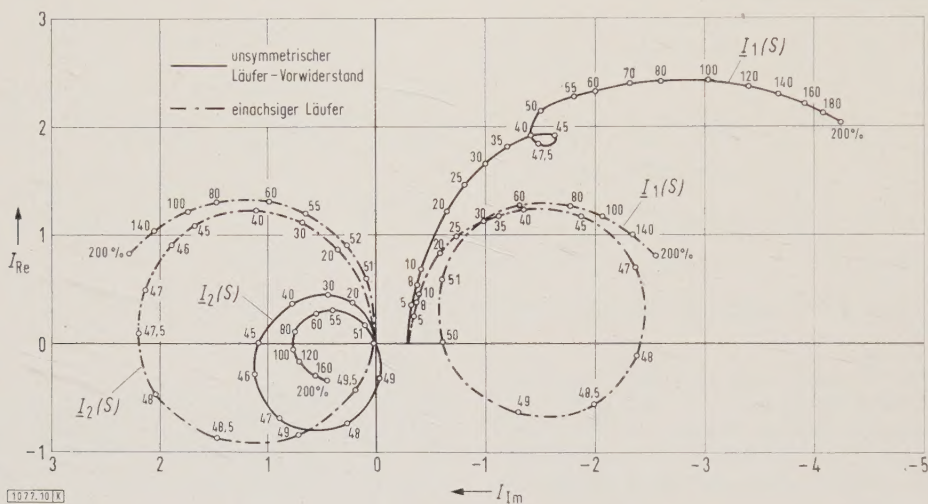


Bild 10. Ortskurven der Ströme der unsymmetrischen Asynchronmaschine bei konstantem Schlupf  $S$ .

Wegen der unterschiedlichen Frequenzen ist die Angabe des Bereiches, innerhalb dessen das resultierende Drehmoment  $d_M$  schwanken kann, aus den Ortskurven der Momente nicht möglich, sondern es muß hier die rechnerische Überlagerung der beiden Pendelmomente durchgeführt werden.

In Bild 7 ist der Momentenverlauf  $d_M(\gamma)$  für konstanten Schlupf  $S$  angegeben. Für die unerregte Maschine überlagert sich das Pendelmoment  $D_2$  doppelter Schlupffrequenz dem Moment  $D_{AS}$ , für die erregte Maschine tritt zusätzlich das Pendelmoment  $D_1$  auf.

**Drehmoment und Ströme einer Asynchronmaschine mit Schleifringläufer, die mit unsymmetrischen Vorwiderständen oder einachsigen Läufer betrieben wird**

Zum Abschluß sind für eine Asynchronmaschine mit Schleifringläufer die Drehmomente und Pendelmomente in Bild 8 und 9, die Stromortskurven in Bild 10 gezeigt, die mit dem gleichen Programm ermittelt werden können, wenn die Systemkonstanten nach Gl. (41) bekannt sind. Die Ausbildung von Drehmomentsätteln in der Nähe der halben synchronen Drehzahl bei unsymmetrischem Läufer — z.B. unsymmetrischer Vorwiderstand  $R_{Va} > R_{Vb} = R_{Vc}$  — ist bekannt und kommt in den gezeigten Kennlinien und Ortskurven voll zum Ausdruck. Den Grenzfall bildet die Ma-

schine mit einachsigem Läufer, bei der eine Läuferphase unterbrochen ist ( $R_D \rightarrow \infty$ ). Der Drehmomentverlauf  $D_{AS}(S)$  in Bild 8 zeigt die als Görges-Phänomen bekannte Einsattelung, die im Bereich vor  $S = 0,5$  eine generatorische Momentenspitze bewirkt, so daß ein so geschalteter Motor nicht seine volle Drehzahl im Selbstanlauf erreichen kann, sondern vor Erreichen der halben Synchrondrehzahl „hängen“ bleibt. Dabei werden in diesem Bereich sehr große Pendelmomente doppelter Schlupffrequenz erzeugt, wie die Ortskurve  $D_2(S)$  in Bild 9 und der zugehörige Strom  $I_2(S)$  in Bild 10 erkennen lassen. Dieses Betriebsverhalten läßt sich experimentell für konstanten Schlupf  $S$  nachprüfen und bestätigt die Ergebnisse der durchgeführten Berechnungen.

### Zusammenfassung

Ausgehend von den Spannungsgleichungen der synchronen Schenkelpolmaschine und der Transformation der Gleichungen in ein Zweiachsensystem werden für die erregte Maschine für konstanten Schlupf die Beziehungen für die Komponenten der entnommenen Netzströme und für die unterschiedlichen Drehmomente und Pendelmomente betrachtet. Damit wird ein Rechenprogramm für einen Digital-

rechner mit dem Ziel aufgestellt, die Ströme und Momente ohne Näherungslösungen für jeden beliebigen Schlupfwert zu errechnen. Der Ablauf und die Arbeitsmöglichkeiten dieses mit nur reellen Größen arbeitenden Programmes für den Magnettrommelrechner IBM Typ 650 werden beschrieben und das Programm in ALGOL-Veröffentlichungssprache angegeben. Die Momentenkennlinien und Ortskurven der Pendelmomente und Ströme durchgerechneter Beispiele lassen erkennen, wie heute der Digitalrechner wirtschaftlich zur rechnerischen Untersuchung des Betriebsverhaltens elektrischer Maschinen eingesetzt wird, zumal mit dem allgemein aufgestellten Programm auch der Fall der unsymmetrischen Asynchronmaschine behandelt werden kann.

### Schrifttum

- [1] Hannakam, L.: Dynamisches Verhalten von synchronen Schenkelpolmaschinen bei Drehmomentstößen. Arch. Elektrotech. Bd. 43 (1958) S. 402–426.
- [2] Schammel, J.: Strom und Drehmoment beim asynchronen Lauf synchroner Maschinen. In „Jahrbuch der AEG-Forschung“ Bd. 6 (1939) S. 145–170. Hrsg. W. Petersen u. C. Ramsauer, Verlag Jul. Springer, Berlin 1939.
- [3] Hannakam, L.: Einsatz von Rechenmaschinen bei der Behandlung stationärer und dynamischer Vorgänge von elektrischen Maschinen. In „Anwendung elektrischer Rechenanlagen in der Starkstromtechnik“, VDE-Buchreihe, Bd. 3, S. 191–223. VDE-Verlag, Berlin 1958.
- [4] Lehmann, S.: Aussprache zum Vortrag von L. Hannakam in [3], VDE-Buchreihe, Bd. 3, S. 224–230. VDE-Verlag, Berlin 1958.
- [5] Zemanek, H.: Die algorithmische Formelsprache ALGOL. Elektronische Rechenanlagen Bd. 1 (1959) S. 72–79 u. S. 140–143.



# Über den Einschaltstrom bei Drehstromtransformatoren

Von Wulfo Schmidt, Nürnberg\*)

DK 621.314.21.016.37.025.3

## Allgemeines

Bekannt ist, daß beim Einschalten eines Transformators im magnetischen Fluß des Transformators ein Gleichglied auftreten kann. Die Größe dieses Gleichgliedes hängt vom gewählten Schalt Augenblick und der Größe sowie Richtung des remanenten Magnetismus im Eisenkern des Transformators ab. Die Folge des Gleichgliedes ist, daß die Induktion im Eisenkern des Transformators den Sättigungswert erreichen kann und damit ein vielfach größerer Magnetisierungsstrom als im stationären Betrieb des Transformators erforderlich wird. Diese Stromspitzen bilden den Einschaltstrom. Nachdem in einer früheren Arbeit [1] über den Einschaltstrom beim Einphasentransformator, besonders über die Beziehung zwischen der größtmöglichen Einschaltstromspitze und dem Stoßkurzschlußstrom berichtet wurde, wird im folgenden näher auf den Einschaltstrom beim Drehstromtransformator eingegangen.

Über das Verhalten des Einphasentransformators beim Zuschalten auf das Netz finden sich im Schrifttum viele Hinweise [z. B. 1 bis 4]. Es wurden Beziehungen angegeben, die es gestatten, den Einschaltstrom auch unter Berücksichtigung des Widerstandes des Netzes und des Transformators zu berechnen und den zeitlichen Verlauf des Stromes anzugeben [1 und 4]. In der Praxis genügt es meist, zur Bestimmung des möglichen Größtwertes der ersten Amplitude des Einschaltstromes  $I_{0\max}$  mit der einfachen Beziehung

$$I_{0\max} = \alpha \mathfrak{B}_{\max} (2 + \varepsilon - \gamma) \quad (1)$$

oder mit der hieraus leicht abzuleitenden Gleichung

$$I_{0\max} = \sqrt{2} U (2 + \varepsilon - \gamma) / X_L \quad (1')$$

mit  $X_L = 2\pi f L_L$  zu arbeiten [1 bis 3]. In dieser Gleichung bedeuten

$\mathfrak{B}_{\max}$  die höchste Kerninduktion des Transformators bei an der Wicklung liegender Nennspannung  $U$  und Netzfrequenz  $f$ ,

$\varepsilon$  das Verhältnis  $\mathfrak{B}_r / \mathfrak{B}_{\max}$ , wobei  $\mathfrak{B}_r$  die remanente Induktion im Eisenkern ist (bei warmgewalztem Blech ist  $\varepsilon \approx 0,5$ ; bei kaltgewalztem  $\varepsilon \approx 0,6$ ),

$\gamma$  das Verhältnis  $\mathfrak{B}_s / \mathfrak{B}_{\max}$  mit  $\mathfrak{B}_s$  der Sättigungsinduktion des Transformatorbleches ( $\mathfrak{B}_s = 2 \cdot 10^{-4}$  Vs/cm<sup>2</sup>).

$\alpha = l / (\mu_0 w q_0 / q_{Fe})$  mit der Induktionskonstanten  $\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-8}$  Vs/cm;  $l$  der Wegstrecke, über die der Fluß durch die vom Einschaltstrom durchflossene Wicklung „gebündelt“ ist. Bei Transformatoren mit Zylinderwicklung entspricht der Strecke  $l$  die Wickellänge;  $w$  ist die Windungszahl der an Spannung gelegten Wicklung,  $q_{Fe}$  der Querschnitt des Eisenkerns und  $q_0$  der von der an Spannung gelegten Wicklung umfaßte gesamte Querschnitt [1].

$L_L = \mu_0 w^2 q_0 / l$  die Induktivität der an Spannung gelegten Wicklung (als Luftspule gerechnet).

Um diese Beziehungen zu erhalten, wurde das Netz als unendlich ergiebig angenommen und der innere Widerstand des Transformators vernachlässigt. Die Gleichungen werden also um so bessere Ergebnisse liefern, je größer das Netz und der Transformator sind. Bei Transformatoren kleinerer Leistung muß man gegebenenfalls die Beziehung für den Einschaltstrom noch um ein Glied erweitern, das die dämpfende Wirkung des ohmschen Widerstandes der an Spannung gelegten Wicklung auf die Stromspitze berücksichtigt. Ausgegangen wird dabei von den Gl. (2) und (7) in [1]. Die Beziehung stellt eine erste Näherung dar.

$$I_{0\max} = \alpha \mathfrak{B}_{\max} \left\{ 2 + \varepsilon - \gamma - \frac{R}{w q_{Fe}} \alpha \left[ \omega^{-1} \sin \omega t_s + (0,5 T - t_s) \cos \omega t_s \right] \right\} \quad (2)$$

mit  $R$  dem Widerstand des Wicklungsstranges (und des Netzes);  $t_s$  der Zeit, in der die Sättigungsinduktion im Schenkel erreicht wird. Der Wert  $t_s$  berechnet sich aus  $\cos \omega t_s = (1 + \varepsilon - \gamma) \{ \text{s. Gl. (4) in [1]} \}$ ;  $T = 1/f$  der Schwingungsdauer bei Netzfrequenz.

Bei allen Überlegungen über den Einschaltstrom könnte man, ohne einen erwähnenswerten Fehler zu machen, die für die Magnetisierung des noch nicht gesättigten Eisenkerns erforderlichen Durchflutungen vernachlässigen. Für die Größe des Einschaltstromes ist daher, solange der Wert der Sättigungsinduktion der gleiche ist, ohne Belang, welche Blechqualität für den Eisenkern des Transformators gewählt wurde. Die Qualität des Kernbleches beeinflusst nur insofern den Wert des Einschaltstromes, als sie bestimmend für die Wahl der Induktion  $\mathfrak{B}_{\max}$  und für die Größe des Faktors  $\varepsilon$  sein wird.

Weniger zahlreich sind die Hinweise im Schrifttum über das Verhalten des Drehstromtransformators beim Zuschalten auf das Netz [1, 2, 3 und 6], obgleich man bei diesen wegen der zeitlichen Verschiebung der einzelnen Spannungen gegeneinander praktisch bei jedem Einschalten des Transformators mit einem Einschaltstrom in einem der drei Wicklungsstränge rechnen muß, vorausgesetzt, daß der Leistungsschalter nicht zu langsam arbeitet und durch Vorüberschlag die einzelnen Wicklungsstränge des Transformators nacheinander im Spannungsmaximum an das Netz gelegt werden. Den Größtwert für den Einschaltstrom kann man grundsätzlich, da es die gleiche physikalische Erscheinung ist, auch beim Drehstromtransformator mit den für den Einphasentransformator angegebenen Beziehungen ermitteln, wenn man dabei nur zusätzlich beachtet, daß in einem Drehstromsystem die Summe der Ströme Null sein muß und auch die Schaltung des Transformators Einfluß auf die Größe des Einschaltstromes haben kann. Im folgenden soll auf diese Abhängigkeit näher eingegangen werden.

## Einschaltstrom beim Drehstromtransformator

In Stern geschaltete Wicklung mit Nulleiter

In der Zuleitung des vom Einschaltvorgang betroffenen Wicklungsstranges und im Nulleiter kann ein Einschaltstrom auftreten, dessen möglicher Größtwert  $I_{0\max}$  sich wie bei einem Einphasentransformator mit den Werten der Wicklung des betroffenen Wicklungsstranges nach den eingangs angegebenen Beziehungen berechnen läßt. Die Schaltung der sekundären Wicklung ist hierbei belanglos

$$\mathfrak{B}_{\max} = (U_v / \sqrt{3}) / (\omega w q_{Fe} / \sqrt{2}).$$

Primär in Dreieck geschalteter Transformator

In den beiden Zuleitungen, die den betroffenen Wicklungsstrang mit dem Netz verbinden, tritt unabhängig von der Schaltung der sekundären Wicklung ein Einschaltstrom  $I_{0\max}$  auf, der mit den angegebenen Beziehungen und den Werten eines Wicklungsstranges berechnet wird:

$$\mathfrak{B}_{\max} = U_v / (\omega w q_{Fe} / \sqrt{2}).$$

Primär in Stern, sekundär in Dreieck geschalteter Transformator

Nach Erreichen der Eisensättigung in einem Wicklungsstrang bricht die Reaktanz dieses Stranges weitgehend zusammen. Der symmetrische Spannungsstern des Drehstromtransformators bleibt wegen der Dreieckswicklung trotz der in den drei Wicklungssträngen unterschiedlichen Wicklungs-

\*) Dr.-Ing. W. Schmidt ist Mitarbeiter der Siemens-Schuckertwerke in Nürnberg. Die oszillographischen Aufnahmen zu dieser Arbeit wurden im Prüffeld des Transformatorenwerkes von Ing. H. Werberger gemacht.



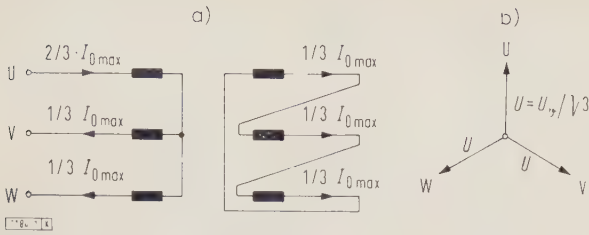


Bild 1. Einschaltströme und Spannungen eines Drehstromtransformators in Stern-Dreieck-Schaltung.

- a) Stromverteilung im Falle, daß im Schenkel des Stranges U die Sättigungsinduktion erreicht wird, b) Spannungsstern der Primärwicklung.

impedanzen praktisch erhalten. Der größte Durchflutungsbedarf des vom Einschaltvorgang betroffenen und weiterhin von der Sternspannung  $U = U_v / \sqrt{3}$  erregten Wicklungsstranges beträgt  $I_{0\max}$  w. Um den Bedingungen des Drehstromsystems zu genügen, wird in der Zuleitung der vom Einschaltvorgang betroffenen Wicklung des Transformators eine Stromspitze  $+2/3 \cdot I_{0\max}$ , in den beiden anderen Leitungen je ein Strom  $-1/3 \cdot I_{0\max}$  auftreten, wobei  $I_{0\max}$  wieder mit den angegebenen Beziehungen berechnet werden kann. Die sekundär in Dreieck geschaltete Wicklung des Transformators wirkt als Schubwicklung, kompensiert die primären Durchflutungen der nicht vom Einschaltvorgang betroffenen Wicklungsstränge und unterstützt die Durchflutung des betroffenen Wicklungsstranges (Bild 1). Die angegebene Stromverteilung genügt der Forderung, daß die Summe der Ströme im System Null ergibt und liefert außerdem in dem vom Einschaltvorgang betroffenen Wicklungsstrang die erforderliche Durchflutung

$$2/3 \cdot I_{0\max} w + 1/3 \cdot I_{0\max} w = I_{0\max} w$$

und den benötigten maximalen Wert der Blindleistung

$$Q_{0\max} = I_{0\max} U_v / \sqrt{3}$$

Die gleiche Überlegung gilt natürlich auch bei primärer und sekundärer Sternschaltung und tertiärer Dreieckswicklung des Transformators.

Primär und sekundär in Stern geschalteter Transformator (ohne Dreieck-Ausgleichswicklung)

Erreicht in einem Schenkel die magnetische Induktion den Sättigungswert, so wird die Reaktanz der zugehörigen Wicklung gegenüber den nicht betroffenen Wicklungen

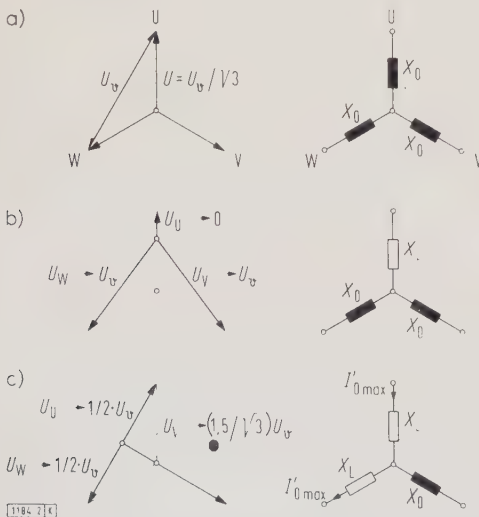


Bild 2. Spannungs- und Reaktanzverhältnisse eines Drehstromtransformators in Stern-Stern-Schaltung, ohne Dreiecksausgleichswicklung mit  $X_0 = k \mu_r \mu_0$  und  $X_L = k \cdot 1 \cdot \mu_0$ , wobei  $X_0 \gg X_L$ .

- a) Ungestörter Spannungs- und Reaktanzstern, b) Spannungs- und Reaktanzstern nach erreichter magnetischer Sättigung im Strang U, c) Spannungs- und Reaktanzstern nach erreichter magnetischer Sättigung in den Strängen U und W.

wesentlich kleiner. Die Folge ist, daß an dieser Wicklung die Spannung zusammenbricht und die beiden anderen Wicklungen nun je mit der verketteten Spannung erregt werden (Bild 2 b). Der Fluß in dem betroffenen Wicklungsstrange ändert sich daher zunächst nicht mehr mit der Zeit, während die Flüsse in den beiden anderen Strängen entsprechend der vergrößerten Spannung zeitlich stärkeren Änderungen unterworfen sind als vorher. Hierdurch kann bei genügend großem Wert für die Induktion  $\mathfrak{B}_{\max}$  nach einer gewissen Zeit noch in einem dieser Wicklungsstränge die Sättigung im Schenkel erreicht werden und damit die Reaktanz eines weiteren Wicklungsstranges zusammenbrechen. Nun sind die Voraussetzungen gegeben, daß ein Einschaltstrom fließen kann. Wie Bild 2 c zeigt, werden die beiden Wicklungsstränge U und W mit den kleinen Reaktanzen  $X_L$  von der verketteten Spannung  $U_v$  erregt, der Wicklungsstrang mit der größeren Reaktanz  $X_0$  von der Spannung  $1,5 U$ . Der Einschaltstrom tritt nur in den beiden Wicklungssträngen U

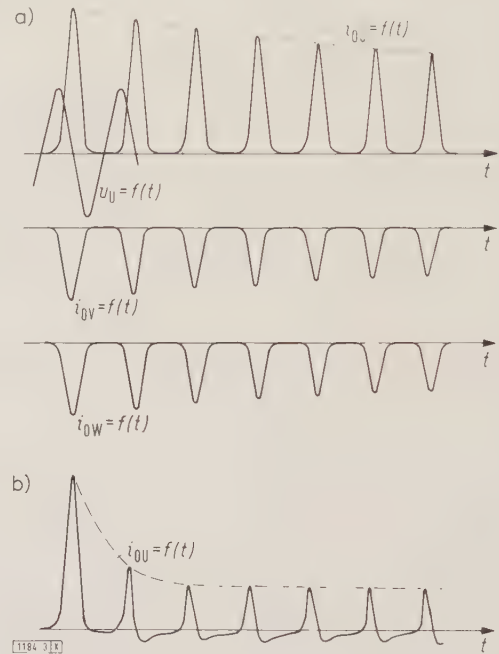


Bild 3. Einschaltstrom  $i_0 = f(t)$  eines in Stern geschalteten Transformators mit sekundärer oder tertiärer Dreieckswicklung.

- a) Oszillographische Aufnahme über Meßwiderstand, b) oszillographische Aufnahme über Stromwandler.

und W und den beiden zugehörigen Zuleitungen auf. Die Amplitude des Einschaltstromes ergibt sich in Näherung zu  $\sqrt{3}/2 \cdot I_{0\max}$ , wobei  $I_{0\max}$  sich nach den eingangs angegebenen Beziehungen mit den Werten eines Wicklungsstranges des Transformators bestimmen läßt.

Der hier geschilderte Verlauf des Einschaltvorganges bei einem in Stern geschalteten Drehstromtransformator (ohne Dreieckswicklung) wird sich in dieser Form streng nur bei einem Fünfschenkeltransformator oder bei drei in Stern-Stern geschalteten Einphasentransformatoren abspielen. Bei dem allgemeineren Fall eines Dreischenkeltransformators wird der Spannungsstern nach Erreichen der Sättigung in einem Schenkel nicht in gleich starkem Maße verzerrt, da die Reaktanzen der beiden anderen Wicklungsstränge nicht ihren ursprünglich hohen Wert beibehalten werden, denn der Fluß dieser beiden Stränge muß sich nun zum Teil über die Luft schließen.

Zeichnet man nun mit einem Schleifenoszillographen den Einschaltstrom, der als Spannungsabfall an einem Meßwiderstand abgenommen wurde, eines beispielsweise in Stern geschalteten Drehstromtransformators mit tertiärer oder sekundärer Dreieckswicklung auf, so erhält man in den wenigsten Fällen den in Bild 3 gezeigten, allgemein bekannten Verlauf des Einschaltstromes, sondern meistens einen Stromverlauf, wie er in Bild 4 a wiedergegeben ist,



wobei bei gleicher Amplitude der Effektivwert größer ist. Wie ist das zu erklären?

Bild 5 zeigt den zeitlichen Verlauf des Hauptflusses eines Drehstromtransformators in den drei Schenkeln, sowohl im stationären Betrieb (Bild 5 a) als auch kurz nach dem Zuschalten des Transformators (Bild 5 b und 5 c) auf das Netz. Wie aus Bild 5 hervorgeht, wird mit den angenommenen Werten für die magnetische Induktion  $B_{\max}$  und den remanenten Magnetismus  $B_r$  nach dem Einschalten des Transformators je nach dem gewählten Einschaltaugenblick  $t_1$  oder  $t_2$  in einem oder auch in zwei Schenkeln die Sättigung  $B_S$  im Eisenkern des Transformators überschritten. Für den Fall, daß nur in einem Schenkel die Sättigung erreicht wird, ergibt sich bei Stern-Dreieck-Schaltung ein Ein-

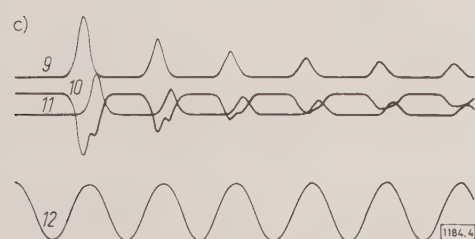
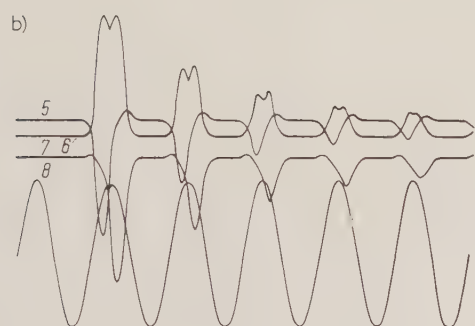
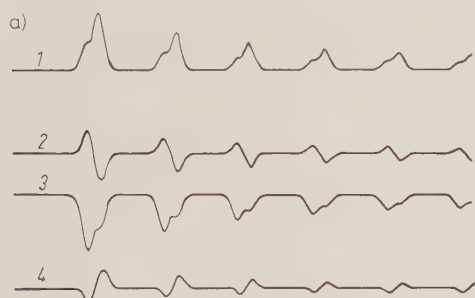


Bild 4. Oszillogramme der Einschaltströme eines Drehstromtransformators (Aufnahmen mit Meßwiderstand).

- a) bei Stern-Dreieck-Schaltung,  
b) bei Stern-Stern-Schaltung (ohne Dreieckwicklung),  
c) bei Dreieck-Stern-Schaltung des Drehstromtransformators.

1, 5, 9 Strom im Strang U                      4 Strom in der Dreieckwicklung  
2, 6, 10 Strom im Strang V                      8, 12 Netzspannung  
3, 7, 11 Strom im Strang W

schaltstrom nach Bild 3. Werden dagegen zwei Schenkel gesättigt, so erhält man einen Verlauf des Einschaltstromes nach Bild 4 a, da nun nacheinander in zwei Wicklungssträngen ein Bedarf nach größerem Magnetisierungsstrom besteht. Durch Überlagerung der in den einzelnen Strängen zu- und abfließenden Ströme des Einzelvorganges, erhält man die resultierenden Leitungsströme. Dies ist in Bild 6 für den Fall nach Bild 5 c durchgeführt. Der sich hierbei ergebende Stromverlauf stimmt im Grundsätzlichen mit den oszillographischen Aufnahmen (Bild 4 a) überein.

Die gleiche Erscheinung, daß noch in anderen Schenkeln der Sättigungswert der Induktion erreicht wird, kann selbstverständlich auch bei Dreieck- oder Stern-Schaltung — ohne sekundäre oder tertiäre Dreieckwicklung — des Transformators eintreten. Der Stromverlauf des Einschaltstromes in

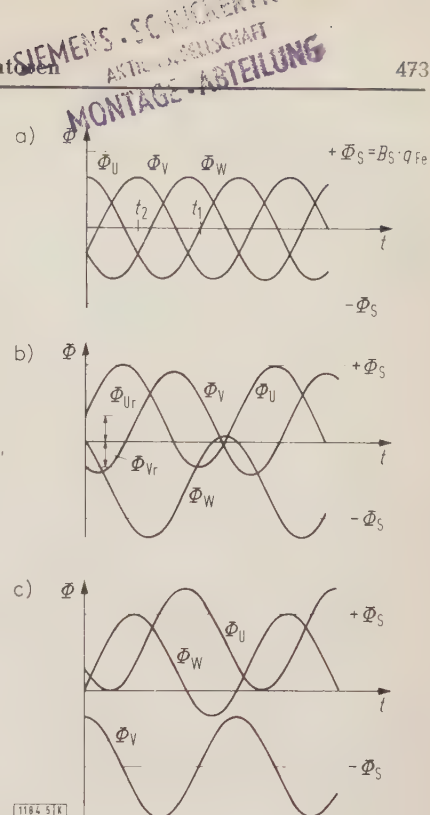


Bild 5. Magnetischer Fluß  $\Phi = f(t)$  in einem Drehstromtransformator.

den verschiedenen Strängen und Zuleitungen ergibt sich dann in gleicher Weise wieder durch Überlagerung der Einzelströme (Bild 4 b und 4 c).

Der Einschaltstrom im Wicklungsstrang U (Bild 3) ist einmal über einen Meßwiderstand, zum anderen Male über einen Stromwandler oszillographiert worden. Während vom Stromwandler die erste Stromspitze des Einschaltstromes noch praktisch formgetreu übertragen wurde, weichen die folgenden Spitzen schon stark vom tatsächlichen Stromverlauf ab, der mit Hilfe des Meßwiderstandes oszillographisch aufgenommen wurde. Der Gleichstromanteil des vom Wandler übertragenen Einschaltstromes geht ent-

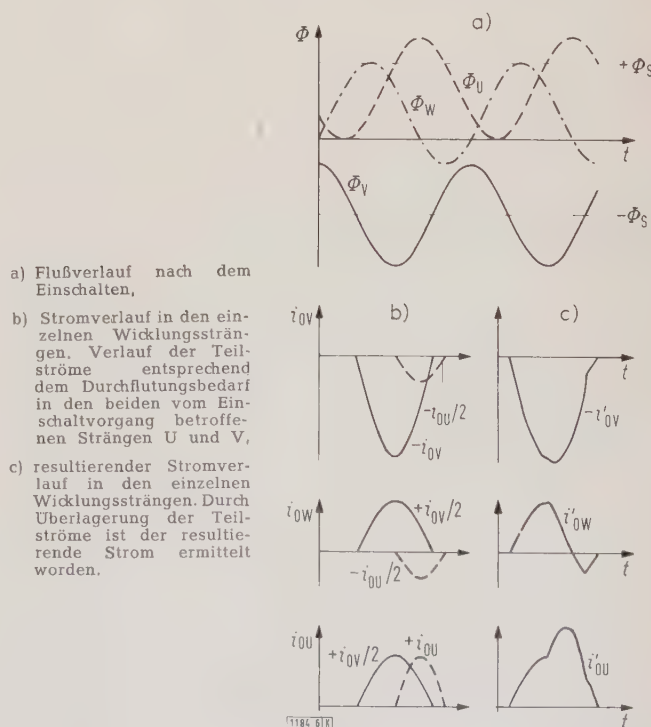


Bild 6. Flußverlauf  $\Phi = f(t)$  und Einschaltstrom  $i_0 = f(t)$  bei einem Drehstromtransformator in Stern-Dreieck-Schaltung.



sprechend der Zeitkonstanten des Wandlers und des angeschlossenen Kreises schnell zurück. Der Wechselstromanteil des Einschaltstromes wird wegen der Vormagnetisierung des Wandlers durch den Gleichstrom im Primärkreis verzerrt wiedergegeben. Trotzdem behält auch der über den Stromwandler übertragene Einschaltstrom sein Kennzeichen, einen großen Gehalt an gradzahligen Oberschwingungen, bei.

Bei der Festlegung der Werte für den remanenten Magnetismus in Bild 5 und 6 ist davon ausgegangen worden, daß beim vorausgegangenen Abschalten des Transformators vom Netz nach Betätigung eines dreipoligen Schalters der Strang W beim ersten Strom-Nulldurchgang zunächst frei und die beiden anderen Stränge U und V durch die verkettete Spannung  $U_{U-V}$  weiter erregt wurden. Wegen des in diesem Augenblick im allgemeinen unterschiedlichen Wertes des Magnetismus in den beiden Wicklungssträngen wird die noch anliegende Spannung  $U_{U-V}$  sich nicht gleichmäßig auf die nun hintereinander geschalteten Stränge U und V verteilen können. Die Folge davon ist, daß auch der vom Netz getrennte „freie“ Wicklungsstrang W ummagnetisiert, gegebenenfalls auch entmagnetisiert wird. Die Summe der rema-

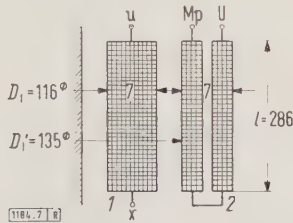


Bild 7. Teilabmessungen eines Trockentransformators von 16 kVA für die durchgeführten Einschaltversuche.  
1 Primärwicklung      2 Sekundärwicklung

	Schaltung	U	I	w	q <sub>0</sub>	α	R
		V	A	Wdg	cm <sup>2</sup>	$\frac{\text{cm}^2}{\Omega \cdot \text{s}}$	Ω
primär		$\sqrt{3} \cdot 220$	24,3	102	154	$11,4 \cdot 10^6$	0,065
sekundär		3 · 242	22	112	114	$14 \cdot 10^6$	0,070

$B_{\text{max}} = 12,4 \cdot 10^{-5} \text{ Vs/cm}^2$   
 $q_{\text{Fe}} = 78 \text{ cm}^2$ , warm gewalztes Blech ( $\varepsilon = 0,5$ )

nenten Werte in den drei Schenkeln bleibt aber Null. Sofern der Transformator zuletzt im Leerlauf vom Netz getrennt worden ist, wird man daher auch beim Drehstromtransformator in zwei Wicklungssträngen mit den gleichen Werten für  $\varepsilon$  rechnen können wie beim Einphasentransformator. War der Transformator belastet, so kann der Faktor  $\varepsilon$  grundsätzlich zwischen Null und 1,0, praktisch nicht über 0,8 liegen, je nachdem eine Blind- oder Wirklast vorlag. Mit großen Werten für  $\varepsilon$  ( $> 1$ ) muß man rechnen, wenn man nach einer mißglückten Einschaltung wieder zuschaltet.

Einschaltversuche

Zur Überprüfung der Theorie wurde eine Vielzahl von Einschaltversuchen mit einem 16-kVA-Drehstrom-Trockentransformator gemacht. Entsprechend der geringen Leistung dieses Transformators ist der innere Widerstand der Wicklungen verhältnismäßig groß. Die Abmessungen und sonstigen Daten des Transformators können Bild 7 entnommen werden. Zum Beiwert  $\alpha$  in der Beziehung für den Einschaltstrom, der auch in den Daten in Bild 7 aufgeführt ist, ist noch zu bemerken, daß dieser Wert bei Transformatoren großer wie kleiner Leistung durchaus gleich sein kann, und damit bei

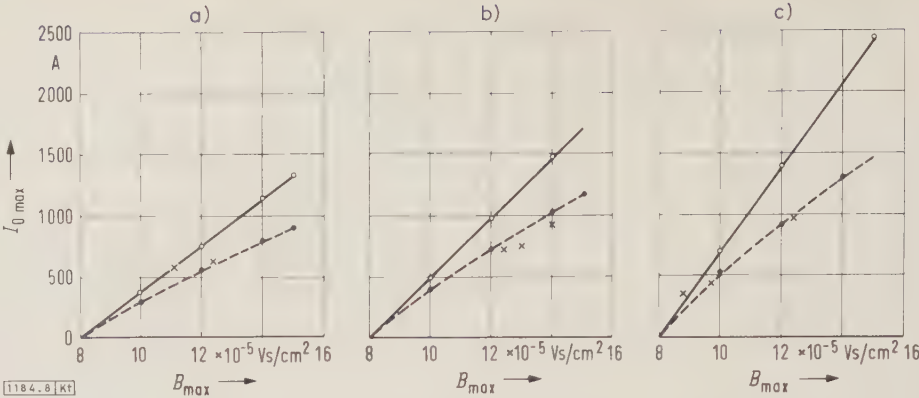


Bild 8. Vergleich zwischen Rechnung und Messung bei einem Drehstromtransformator von 16 kVA.

- a) Stern-Dreieck-Schaltung des Versuchstransformators, Wicklung 1 an Spannung gelegt,  $I_{0 \text{ max}} = 2/3 \cdot I_0$
  - b) Stern-Stern-Schaltung des Versuchstransformators, Wicklung 1 an Spannung gelegt,  $I_{0 \text{ max}} = \sqrt{3}/2 \cdot I_0$
  - c) Dreieck-Stern-Schaltung des Versuchstransformators, Wicklung 2 an Spannung gelegt,  $I_{0 \text{ max}} = I_0$
- mit Gl. (1) rechnerisch ermittelte Punkte  
● mit Gl. (2) rechnerisch ermittelte Punkte  
× Meßpunkte

sonst gleichen magnetischen Verhältnissen auch der Einschaltstrom. Das Verhältnis von Einschaltstromspitze zur Amplitude des Nennstromes ist daher im allgemeinen bei kleinen Transformatoren groß (beispielsweise 30), bei großen Transformatoren vergleichsweise klein (etwa 2 bis 3).

In Bild 8 a, 8 b und 8 c sind für verschiedene Schaltungen des Transformators die nach den angegebenen Beziehungen (1) und (2) ermittelten Größtwerte des Einschaltstromes in Abhängigkeit von der Induktion  $B_{\text{max}}$  in den Schenkeln des Transformators und die bei den Versuchen oszillographisch gefundenen größten Werte des Einschaltstromes eingetragen. Die Übereinstimmung zwischen den mit der Beziehung (2) gerechneten Werten und dem Versuch ist gut.

Wegen des ziemlich großen ohmschen Widerstandes der Wicklung des Versuchstransformators klingt der Einschaltstrom rasch ab. Die Amplitude des Einschaltstromes geht im vorliegenden Fall schon nach einer Periode auf den halben Anfangswert gegenüber großen Transformatoren zurück, bei denen dieser Wert erst nach vielen Sekunden erreicht wird [5].

Zusammenfassung

Es wurde gezeigt, daß grundsätzlich mit den gleichen Beziehungen wie beim Einphasentransformator auch beim Drehstromtransformator die mögliche Amplitude des Einschaltstromes berechnet werden kann, wenn man auch noch die Schaltung des Transformators berücksichtigt. Die Form des Stromes und damit der effektive Wert des Einschaltstromes kann von der des Einphasentransformators abweichen, wenn nach dem Zuschalten des Transformators auf das Netz nicht nur in einem Wicklungsstrang die Sättigungsinduktion im Schenkel erreicht wird, was bei den heute im Transformatorenbau üblichen Werten für die Induktion  $B_{\text{max}}$  auch meist der Fall ist. Bei Transformatoren kleiner Leistung muß man, wenn man den Größtwert des Einschaltstromes sicher berechnen will, in die Gleichung ein weiteres Glied einführen, das die dämpfende Wirkung des Widerstandes der Wicklung auf den Einschaltstrom berücksichtigt.

Schrifttum

[1] Schmidt, W.: Vergleich der Größtwerte des Kurzschluß- und Einschaltstromes von Einphasentransformatoren. ETZ-A Bd. 79 (1958) S. 801–806.  
[2] Blume, L. F., u. Camilli, G., u. Franham, S. B., u. Peterson, H. A.: Transformer magnetizing inrush currents and influence on system operation. Trans. Amer. Inst. electr. Eng. Bd. 63 (1944) S. 366–375.  
[3] Küchler, R.: Die Transformatoren. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg, 1956.  
[4] Specht, T.: Transformer magnetizing inrush current. Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (II) Bd. 70 (1951), S. 323–327.  
[5] AIEE Committee report on transformer magnetizing current. Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (II) Bd. 70 (1951), S. 1733–1739.  
[6] Sonnemann, W. K., u. Wagner, C. L., u. Rockefeller, G. D.: Magnetizing inrush phenomena in transformer banks. Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (II) Bd. 77 (1958) S. 884–892.



# Günstigste Auslegung von Kühlkanälen in elektrischen Maschinen

Von Josef Hak, Brunn\*)

DK 62-712.2 : 621.313

## Grundlegende Betrachtungen

Die Frage, ob die Kanäle, durch welche die Kühlluft in einer elektrischen Maschine strömt, richtig entworfen sind, ist von Wichtigkeit und kommt häufig vor. Sowohl bei kleinen als auch bei großen Maschinen aller Art, Turbogeneratoren ausgenommen, handelt es sich fast immer um kurze Kanäle oder kanalähnliche Wege des Strömungskreises. Die Rechnung mit den hierbei vorhandenen Unterlagen, welche die technische Physik für lange Kanäle liefert, kann nur eine grobe Annäherung sein.

Betrachtet man einen Kühlkanal im Ständer einer Drehstrommaschine mittlerer Größe, so verläuft die Strömung nicht axial, sondern etwa so, wie es in Bild 1 angedeutet

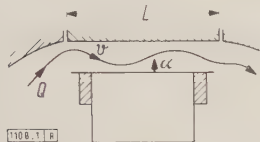


Bild 1. Unregelmäßiger Verlauf der Strömung im Kühlkanal einer elektrischen Maschine.

ist. Oft ist die Kanallänge  $L$  nicht ausreichend, um am Kanalende eine axiale Richtung der Strömung und eine normale Geschwindigkeitsverteilung zu ergeben. Bei einer Saugkühlung — der Lüfter sei rechts im Bild 1 vorhanden — kann zwar angenommen werden, daß der angedeutete Strömungsverlauf in der Bildebene liegt, bei einer Druckkühlung — der Lüfter sei links — hat die Strömung besonders am Kanaleintritt noch eine oft bedeutende, zur Bildebene geneigte Geschwindigkeitskomponente. Die für lange Kanäle gut berechenbare Wärmeübergangszahl [1, 2] ist

$$\alpha_{th} = k v^{0,8} D_h^{-0,2}, \quad (1)$$

dabei ist  $k$  ein Beiwert, der von den physikalischen Eigenschaften des Kühlmittels abhängt [3],  $v$  die mittlere Geschwindigkeit,  $D_h$  der hydraulische Durchmesser des Kanalquerschnitts. Die Größe  $\alpha_{th}$  stellt daher für einen kurzen Kanal der elektrischen Maschine nur die unterste Grenze dar, die in Wirklichkeit ausnahmslos überschritten wird. Die in der Arbeit benutzten Zahlenwertgleichungen gelten bei Verwendung der in Tafel 1 angegebenen Einheiten.

Tafel 1. Kurzzeichen und Einheiten der vorkommenden Größen

Größe	Kurzzeichen	Einheit
Länge	$L, a, b, x, y, \delta$	m
Durchmesser	$D, D_h$	m
Umfang	$U$	m
Fläche, Querschnitt	$S$	m <sup>2</sup>
Dichte	$\rho$	kp s <sup>2</sup> /m <sup>4</sup>
Strömung	$Q$	m <sup>3</sup> /s
Geschwindigkeit	$v$	m/s
Druckunterschied	$p$	kp/m <sup>2</sup>
Strömungswiderstand	$W$	kp s <sup>2</sup> /m <sup>5</sup>
Wärmeübergangszahl	$\alpha$	W/m <sup>2</sup> grd
Leistung, Wärmestrom	$P, Z$	W
Wärmewiderstand	$r$	grd/W
Beiwert für $\alpha$ in Gl. (4)	$k$	Ws <sup>0,8</sup> /grd m <sup>2,6</sup>

Die Zunahme des für lange Kanäle geltenden Wertes nach Gl. (1) kann verursacht werden durch 1. die erhöhte Turbulenz der Strömung, die in elektrischen Maschinen bedeutend größer ist als in langen Kanälen, 2. den schrägen Eintritt und die wiederholte Biegung, 3. das unregelmäßige Geschwindigkeitsprofil. Die die Biegung begleitende Wirbel-

bildung an einigen Stellen der Kanaloberfläche verursacht wahrscheinlich eine Verkleinerung der örtlichen Wärmeübergangszahlen an solchen Stellen. Aber wenn die gesamte Kanaloberfläche und die mittlere Wärmeübergangszahl in Betracht kommen, so sind alle den Wert nach Gl. (1) vergrößernden Einflüsse überwiegend. Sie werden alle zusammengefaßt, und man rechnet statt mit  $\alpha_{th}$  nach Gl. (1) mit

$$\alpha = \zeta \alpha_{th} = \zeta k v^{0,8} D_h^{-0,2}, \quad (2)$$

wobei der Beiwert  $\zeta > 1$  ist und bis auf 1,8 bis 3 ansteigen kann. Die Abschätzung bzw. die Ermittlung von  $\zeta$  durch Auswerten von Meßergebnissen an fertigen Maschinen oder geheizten Modellen ist eine der wichtigsten und schwierigsten Aufgaben der wärmetechnischen Berechnung und Forschung im Elektromaschinenbau.

## Berechnungsgang

Es kommen ausschließlich Anordnungen vor, die aus mehreren ( $n$ ) gleichen parallelgeschalteten Kanälen bestehen. Es sei angenommen, daß die gesamte Strömung<sup>1)</sup>  $Q$  sich gleichmäßig auf alle diese Kanäle verteilt, was in Wirklichkeit nicht immer der Fall sein muß. Zur Vereinfachung rechnet man mit einem unveränderlichen Temperaturunterschied  $\Delta\vartheta = \vartheta_s - \vartheta_v$  zwischen der mittleren Temperatur der Kanaloberfläche  $\vartheta_s$  und der mittleren Temperatur des Kühlmittels  $\vartheta_v$ , was bei kurzen Kanälen und mäßiger Erwärmung des Kühlmittels zulässig ist. Ist  $U$  der Kanalumfang und  $L$  die Kanallänge, so ist die abgeführte Leistung

$$P = n \alpha U L \Delta\vartheta. \quad (3)$$

Der hydraulische Durchmesser ist  $D_h = 4S/U$ , wenn  $S$  den Kanalquerschnitt bezeichnet. Die mittlere Geschwindigkeit ist  $v = Q/(nS)$ . Mit diesen Werten ergibt sich aus Gl. (2)

$$\alpha = 4^{-0,2} \zeta k n^{-0,8} Q^{0,8} S^{-1} U^{0,2}. \quad (4)$$

Führt man diesen Ausdruck in Gl. (3) ein, so erhält man nach Weglassen aller Beiwerte sowie der als unveränderlich angenommenen Größen  $L$  und  $\Delta\vartheta$ , die charakteristische Funktion

$$F = n^{0,2} Q^{0,8} S^{-1} U^{1,2}, \quad (5)$$

deren Höchstwert die höchste abgeführte Leistung ergibt. Die weitere Berechnung muß die Querschnittsform der Kanäle berücksichtigen.\*

Bei der vereinfachenden Annahme, daß alle Strömungswiderstände von der Strömung unabhängig sind, was bei hoher Rauigkeit und hohen Reynoldsschen Zahlen der Fall ist, und daß ein Lüfter mit radialen geraden Schaufeln vorliegt, kann für die Strömung

$$Q = (p/W)^{0,5} \quad (6)$$

gesetzt werden [4]. Es bedeuten dabei  $p$  der vom Lüfter erzeugte Druckunterschied, der als gegeben betrachtet wird, und  $W$  der gesamte Strömungswiderstand. Dieser Widerstand  $W$  setzt sich zusammen aus dem außerhalb des Kühlsystems liegenden Widerstand  $W_k$  und aus dem Eintritts- ( $W_e$ ) und Reibungswiderstand ( $W_r$ ) des Kühlsystems. Der Eintrittswiderstand sei gleich

$$W_e = (\rho/2) \xi (nS)^{-2}, \quad (7)$$

gesetzt, wobei angenommen werden kann, daß durch die Abschätzung des Beiwertes  $\xi$ , der weiter unveränderlich bleibt, allen verschiedenen Möglichkeiten — z. B. Eintritt aus einer Luftkammer, schräger Eintritt, Verengung — Rechnung getragen und gegebenenfalls auch der Austrittswider-

\*) J. Hak ist Konsulent der Moravske Elektrotechnické Zavody (MEZ-) Werke in Brunn (Brno).

1) Unter Strömung versteht man die in der Zeiteinheit durch einen Querschnitt fließende Menge.



stand berücksichtigt werden kann. Der Reibungswiderstand  $W_r$  ist:

$$W_r = (\varrho/2) f U S^{-3} n^{-2} L, \quad (8)$$

wobei  $f$  der Rauigkeitsfaktor ist [5]. Auch dieser Wert  $f$  ist von jenem, den die technische Physik für die regelmäßige und richtungsunabhängige sogenannte Sandrauhigkeit liefert, infolge der in elektrischen Maschinen vorkommenden besonderen Rauigkeiten verschieden [6, 7]. und sollte eigentlich durch einen Beiwert, ähnlich wie  $\alpha_{th}$  korrigiert werden, worauf hier jedoch nicht weiter eingegangen werden kann. Mit so definierten Widerständen kann jetzt statt Gl. (6)

$$Q = (p/W_k)^{0,5} T^{-0,5} \quad (9)$$

mit

$$T = 1 + (W_e + W_r)/W_k \quad (10)$$

gerechnet werden, und die charakteristische Funktion  $F$  nach Gl. (5) vereinfacht sich, da  $p/W_k$  unveränderlich ist, zu

$$F_1 = n^{0,2} T^{-0,4} S^{-1} U^{1,2}. \quad (11)$$

Zuerst sei an einem einzigen Kanal mit kreisrundem Querschnitt gezeigt, daß die Vernachlässigung des außerhalb des Kühlsystems liegenden Widerstandes  $W_k$  unzulässig ist. Es wäre nämlich mit  $W_k = 0$ , wenn  $D$  der Kanaldurchmesser ist,

$$W = W_e + W_r = (k'_e/D^4) + (k'_r/D^5),$$

wobei  $k'_e$  und  $k'_r$  sich in einfacher Weise aus Gl. (7) und (8) ergeben, und die Funktion  $F$  nach Gl. (5), also

$$F = 4\pi^{0,2} p^{0,4} [(k'_e/D^2) + (k'_r/D^3)]^{-0,4},$$

hat keinen Höchstwert, sondern steigt mit wachsendem  $D$  über alle Grenzen, was der physikalischen Tatsache widerspricht.

#### Einziges Kühlsystem im Stromkreis

Das Kühlsystem bildet immer nur einen Teil des gesamten Strömungskreises, auch wenn dieser so einfach wie möglich ist. Man muß daher in Gl. (11) die Größe  $T$  nach Gl. (10) einsetzen. Für den kreisförmigen Kanalquerschnitt erhält man

$$T = 1 + (k_e/D^4) + (k_r/D^5) \quad (12)$$

mit

$$k_e = 8 \varrho \xi / (\pi^2 n^2 W_k) = D^4 W_e / W_k$$

und

$$k_r = 32 \varrho f L / (\pi^2 n^2 W_k) = D^5 W_r / W_k$$

und die Funktion  $F_1$  nach Gl. (11) lautet

$$F_1 = 4 (\pi n)^{0,2} D^{-0,8} T^{-0,4} = 4 (\pi n)^{0,2} [D^2 + (k_e/D^2) + (k_r/D^3)]^{-0,4}. \quad (13)$$

Die Bedingung  $dF_1/dD = 0$  ergibt nach einfacher Umstellung die Gleichung

$$1 - (k_e/D^4) - (1,5 k_r/D^5) = 0. \quad (14)$$

Sie ist in den Grenzen  $k_e = 10^{-8}$  bis  $10^{-4} \text{ m}^4$  und  $k_r < 10^{-5} \text{ m}^5$  graphisch durch die Kurven in Bild 2 dargestellt. Die Berechnung der Verbesserung, die durch den günstigsten Durchmesser erzielt werden kann, ist im folgenden Beispiel enthalten.

**Beispiel 1.** In einer Kühlanordnung mit mehreren parallelen Kanälen vom Durchmesser  $D = 0,025 \text{ m}$  wurde der gesamte Strömungswiderstand zu  $W = 3300 \text{ kp s}^2/\text{m}^8$  gemessen, und der Anteil des Kühlsystems auf  $W_e = 900 \text{ kp s}^2/\text{m}^8$  und  $W_r = 1900 \text{ kp s}^2/\text{m}^8$  abgeschätzt. Es ist daher  $W_k = W - (W_e + W_r) = 500 \text{ kp s}^2/\text{m}^8$  und somit

$$k_e = W_e D^4 / W_k = 900 \text{ kp s}^2/\text{m}^8 \cdot 0,025^4 \text{ m}^4 / 500 \text{ kp s}^2/\text{m}^8 = 7 \cdot 10^{-7} \text{ m}^4$$

und

$$k_r = W_r D^5 / W_k = 1900 \text{ kp s}^2/\text{m}^8 \cdot 0,025^5 \text{ m}^5 / 500 \text{ kp s}^2/\text{m}^8 = 3,7 \cdot 10^{-8} \text{ m}^5.$$

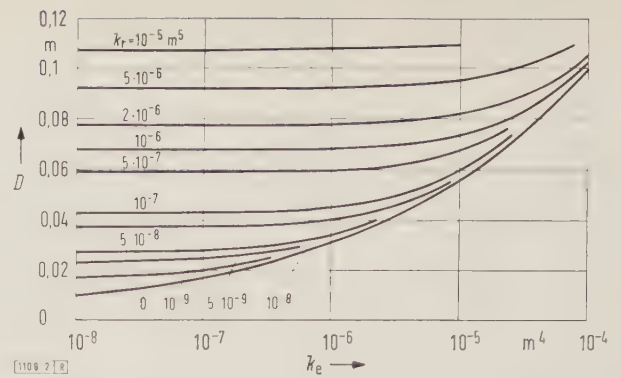


Bild 2. Günstigster Durchmesser  $D$  eines Kühlkanals vom kreisförmigen Querschnitt. Graphische Darstellung der Gl. (14).

Bild 2 ergibt dazu den günstigsten Durchmesser  $D = 0,038 \text{ m}$ . Für den ursprünglichen Durchmesser  $D = 0,025 \text{ m}$  ist der in Gl. (13) stehende Ausdruck

$$[D^2 + (k_e/D^2) + (k_r/D^3)]^{-0,4} = (0,025^2 \text{ m}^2 + 7 \cdot 10^{-7} \text{ m}^4 / 0,025^2 \text{ m}^2 + 3,7 \cdot 10^{-8} \text{ m}^5 / 0,025^3 \text{ m}^3)^{-0,4} = 9,0 \text{ m}^{-0,8},$$

während er für  $D = 0,038 \text{ m}$  den Wert  $10,8 \text{ m}^{-0,8}$  hat. Die Verbesserung, d. h. die Erhöhung der abgeführten Leistung  $P$  nach Gl. (3) beträgt demnach rd. 20 % gegenüber dem Wert für  $D = 0,025 \text{ m}$ .

Wenn der Kanal einen rechteckigen Querschnitt hat, so können mehrere Fälle vorliegen, je nachdem, ob nur eine oder beide Querschnittsabmessungen als veränderlich betrachtet werden. Es sei die Breite  $b$  (Bild 3) gegeben und die günstigste Kanalhöhe  $a$  gesucht. Führt man das Verhältnis  $\beta = a/b$  ein, so ist der Eintrittswiderstand  $W_e$  der  $n$  parallelen Kanäle nach Gl. (7)

$$W_e = (\varrho/2) \xi (n b^2 \beta)^{-2}$$

und ihr Reibungswiderstand  $W_r$  nach Gl. (8)

$$W_r = \varrho f L b (n b^3)^{-2} (1 + \beta) \beta^{-3}.$$

Nach Gl. (10) erhält man damit nach einfacher Umformung

$$T = 1 + k_1 \beta^{-2} + k_2 \beta^{-3} \quad (15)$$

mit

$$k_1 = (\beta^2/W_k) [W_e + W_r \beta / (1 + \beta)] = (\varrho/2) (\xi + 2 f L/b) / (n^2 b^4 W_k), \quad (16)$$

$$k_2 = (\beta^3/W_k) \cdot W_r / (1 + \beta) = \varrho f L / (n^2 b^5 W_k). \quad (17)$$

Der Ausdruck für  $F_1$  nach Gl. (11) ist hier

$$F_1 = n^{0,2} T^{-0,4} \cdot (\beta b^2)^{-1} \cdot (2 b)^{1,2} \cdot (1 + \beta)^{1,2},$$

so daß nach Fortfall aller Festwerte der Höchstwert von

$$\beta^{-1} (1 + \beta)^{1,2} T^{-0,4} \quad (18)$$

oder auch von

$$F_2 = \beta^{-2,5} (1 + \beta)^3 T^{-1} \quad (19)$$

zu bestimmen ist. Die Gleichung  $dF_2/d\beta = 0$  führt nach einfacher Rechnung zu der Gleichung 4. Grades

$$\beta^4 - 5 \beta^3 + 5 k_1 \beta^2 + (7 k_2 - k_1) \beta + k_2 = 0, \quad (20)$$

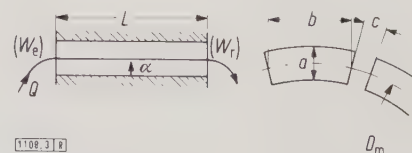


Bild 3. Kühlkanäle mit rechteckigem Querschnitt.



die graphisch durch die Geradenschar im Bild 4 dargestellt ist. Die Verbesserung, d. h. Vergrößerung der abgeführten Leistung  $P$ , kann mit Hilfe von Gl. (18) kontrolliert werden. In einem kleinen Bereich hat Gl. (20) zwei bis drei reelle Wurzeln (Bild 4), so daß der Höchstwert von  $F_2$  gegebenenfalls mit Hilfe von Gl. (19) überprüft werden muß.

Beispiel 2. In einer Kühlanordnung nach Bild 3 ist der gesamte Strömungswiderstand  $W = 700 \text{ kp s}^2/\text{m}^8$ , wobei die Kanäle ( $a = 0,04 \text{ m}$ ,  $b = 0,08 \text{ m}$ ) die Widerstände  $W_e = 140 \text{ kp s}^2/\text{m}^8$  und  $W_r = 70 \text{ kp s}^2/\text{m}^8$  haben. Es ist hier  $\beta = a/b = 0,5$ ,  $W_k = 490 \text{ kp s}^2/\text{m}^8$  und nach Gl. (16) und (17) erhält man  $k_1 = (0,52/490 \text{ kp s}^2/\text{m}^8) [140 \text{ kp s}^2/\text{m}^8 + (70 \text{ kp s}^2/\text{m}^8 \cdot 0,5/1,5)] = 0,088$  und  $k_2 = (0,53 \cdot 70 \text{ kp s}^2/\text{m}^8/490 \text{ kp s}^2/\text{m}^8)/1,5 = 0,0119$ . Diesen Werten entspricht nach Bild 4 das günstigste Verhältnis  $\beta = 0,17$ , wonach die Kanalhöhe  $a = \beta b = 0,17 \cdot 0,08 \text{ m} = 0,014 \text{ m}$  zu wählen wäre. Für das ursprüngliche Verhältnis  $\beta = 0,5$  ergibt sich nach Gl. (18) der Wert  $\beta^{-1} (1 + \beta)^{1,2} T^{-0,4} = 0,5^{-1} \cdot 1,5^{1,2} \cdot 1,429^{-0,4} = 2,82$ . Derselbe Ausdruck gibt für  $\beta = 0,17$  den Wert 3,37, was eine Verbesserung von rd. 20% gegenüber dem angenommenen Wert  $\beta = 0,5$  ist.

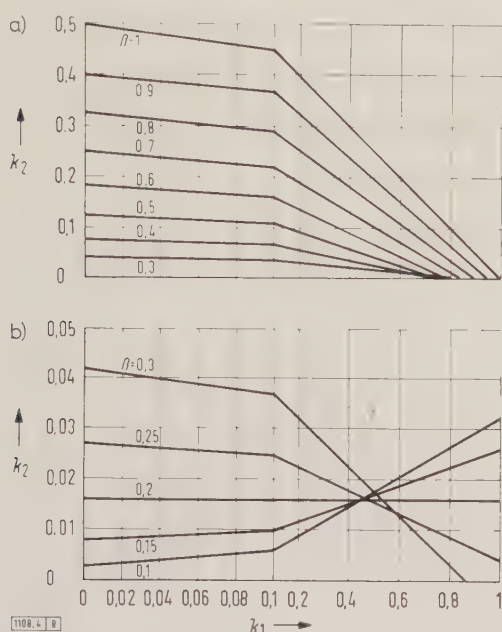


Bild 4. Günstigstes Seitenverhältnis eines Kühlkanals nach Bild 3 bei veränderlicher Kanalhöhe. Graphische Darstellung der Gl. (20).

Ohne Rücksicht auf die im folgenden Absatz enthaltene Vervollständigung ist zu bemerken, daß die eben gegebene Lösung mit einigen Fehlern belastet ist, und zwar 1. der Beiwert  $\zeta$  in Gl. (2) und der Widerstandsbeiwert  $\xi$  in Gl. (7) können in gewissen Grenzen vom Kanalquerschnitt  $S$  bzw. von der Querschnittsform ( $\beta$ ) abhängig sein, 2. der Kanal wird hier als auf dem ganzen Umfang  $U$  gleichmäßig geheizt betrachtet, obwohl in elektrischen Maschinen fast immer einseitig geheizte Kanäle vorkommen [8], 3. einige von den Strömungswiderständen, die in der Größe  $W_k$  enthalten sind, können von der Strömung  $Q$  nicht unabhängig sein, wodurch die Genauigkeit der Gl. (6) herabgesetzt wird.

Die Berechnung, welche die einseitige Wärmezufuhr zur Kanaloberfläche berücksichtigen wollte, wäre sehr umständlich. Eine Vergrößerung der Kanalhöhe vermindert das Verhältnis zwischen dem wirksamen und dem geometrischen Kanalumfang. Wenn die obige Berechnung eine Vergrößerung der ursprünglichen Kanalhöhe auf den Wert  $a$  abgibt, so wählt man einen mäßig kleineren Wert  $a' < a$ , und umgekehrt einen kleineren, wenn die Berechnung eine niedrigere Höhe ergibt.

Alle erwähnten Einflüsse setzen die Genauigkeit der Berechnung herab. Trotzdem kann sie von Nutzen sein, da es oft wichtig ist, wenigstens die Richtung angeben zu können, in welcher eine Verbesserung des Entwurfs zu suchen ist.

### Berücksichtigung zusätzlicher Abkühlungsflächen

Nur in Sonderfällen wird die Verlustwärme der Maschine in einem einzigen Kanalsystem abgeführt. Üblicherweise nimmt der Kühlstrom noch von anderen Stellen einen Teil der Verlustwärme auf, so daß man ein Schema nach Bild 5 betrachten muß, um den tatsächlichen Verhältnissen etwas gerechter zu werden. Von der gesamten Verlustwärme  $Z$  wird nur ein Teil  $Z_a$  in dem Kanalsystem mit den Größen  $n$ ,  $L_a$ ,  $U_a$ ,  $S_a$  und  $\alpha_a$ , dessen günstigste Abmessungen zu bestimmen sind, an den Kühlstrom  $Q$  abgegeben. Der Reststrom  $Z_b = Z - Z_a$  wird an einer anderen Stelle, deren Abmessungen  $L_b$ ,  $U_b$ ,  $S_b$  und  $\alpha_b$  als unveränderlich vorausgesetzt werden, diesem Kühlstrom  $Q$  zugeführt.

Bezeichnet man mit  $\vartheta_z$  die mittlere Temperatur der Quelle  $Z$ , mit  $\vartheta_v$  die mittlere Temperatur des Kühlmittels und mit  $r_a$  und  $r_b$  die Wärmewiderstände der beiden Wärmestromwege, so gilt

$$Z_a = (\vartheta_z - \vartheta_v)/r_a \text{ und } Z_b = (\vartheta_z - \vartheta_v)/r_b.$$

Bei der Anordnung nach Bild 5 sollte für den Zweig b eigentlich eine höhere Kühlmitteltemperatur eingesetzt werden. Bei einer symmetrischen Kühlung, wo  $Z_b$  den über die beiden Wickelköpfe fließenden Wärmestrom darstellt, ist die Annahme gleicher Umgebungstemperaturen  $\vartheta_v$  in den beiden Zweigen zulässig. Wird auch der Temperaturunterschied  $(\vartheta_z - \vartheta_v)$  für die Lösung als unveränderlich angenommen, so ist für die günstigste Auslegung des Kühlsystems im Zweig a der Höchstwert der Funktion

$$F_3 = (1/r_a) + (1/r_b) \quad (21)$$

maßgebend. Jeder der Wärmewiderstände  $r_a$  und  $r_b$  besteht aus einem von der Strömungsgeschwindigkeit unabhängigen Teil  $r_{a1}$  bzw.  $r_{b1}$ , der hauptsächlich die Isolations-Wärmewiderstände enthält, und aus einem von der Geschwindigkeit abhängigen Teil  $(1/n L_a U_a \alpha_a)$  bzw.  $(1/L_b U_b \alpha_b)$ . Man kann annehmen, daß auch der Zweig b kanalähnlich ist, daß also auch  $\alpha_b$  proportional zu  $Q^{0,8}$  ist. Im Zweige a ändert sich das Produkt  $U_a \alpha_a$ , und im Zweige b ändert sich nur  $\alpha_b$ . Mit Hilfe der Gl. (4) für  $\alpha_a$  bzw.  $\alpha_b$  und mit  $Q$  nach Gl. (9) können die beiden Wärmewiderstände  $r_a$  und  $r_b$  wie folgt geschrieben werden:

$$r_a = r_{a1} + k_a U_a^{-1,2} S_a T^{0,4}, \quad (22)$$

$$r_b = r_{b1} + k_b T^{0,4}, \quad (23)$$

mit

$$k_a = 4^{0,2} (n^{0,2} \zeta_a k L_a)^{-1} (p/W_k)^{-0,4},$$

$$k_b = 4^{0,2} (\zeta_b k L_b)^{-1} U_b^{-1,2} S_b (p/W_k)^{-0,4}.$$

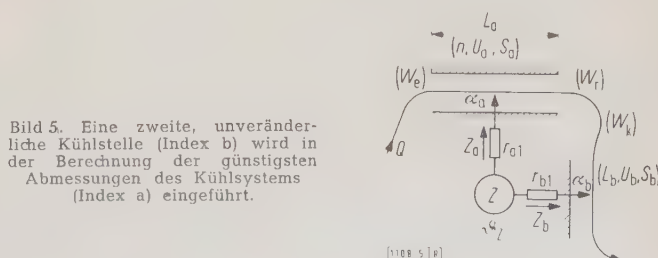
Wenn Kanäle mit kreisrundem Querschnitt ( $D$ ) im Kühlsystem des Zweiges a vorhanden sind, vereinfacht sich der Ausdruck für  $r_a$  zu

$$r_a = r_{a1} + k'_a D^{0,8} T^{0,4},$$

mit  $k'_a = k_a / (4 \pi^{0,2})$ .

Die Bedingung  $dF_3/dD = 0$  für den Höchstwert der Funktion  $F_3$  nach Gl. (21) ergibt

$$d r_a / d D = - (r_a / r_b)^2 (d r_b / d D),$$





und, da  $T$  durch Gl. (12) gegeben ist, führt eine einfache Berechnung zu der Gleichung

$$1 - k_e/D^4 - 1,5 k_x/D^5 = (r_a/r_b)^2 (k_b/k'_a) D^{0,2} [(2 k_e/D^5) + (2,5 k_x/D^6)] \quad (24)$$

Die linke Seite gleich Null gesetzt, ergibt Gl. (14), die den günstigsten Durchmesser für ein einziges Kühlsystem ergab. Da die rechte Seite von Gl. (24) positiv ist, muß der günstigste Durchmesser bei Berücksichtigung des Zweiges b größer sein, als ihn Gl. (14) liefert, und zwar um so mehr, je größer das Verhältnis  $r_a^2 k_b/r_b^2 k'_a$  ist. Bei großen Werten von  $r_b^2 k'_a$  wird der Einfluß des Zweiges b nur mäßig sein, und man kann sich mit den Optimalwerten, die Gl. (14) ergibt, begnügen.

Einen Ausdruck für  $D$  aus Gl. (24) oder eine graphische Darstellung für sie zu suchen, ist aussichtslos. Die Lösung kann nur durch Versuche gefunden werden, und eine unmittelbare Berechnung von  $1/r_a$  und  $1/r_b$  für verschiedene gewählte Durchmesser ist dann vorteilhaft und gestattet, den Höchstwert von  $F_3$  zu finden und die erzielbare Verbesserung zu verfolgen.

Ähnliches Ergebnis ergibt sich für Kanäle mit rechteckigem Querschnitt. Beschränkt man sich wieder auf den Fall unveränderlicher Kanalbreite  $b$ , so führt die Berechnung auf eine Gleichung, deren linke Seite jener Gl. (20) gleich ist und deren rechte Seite negativ ist (infolge der Umstellung, die zur Erhaltung der Gl. (20) führte). Die Entscheidung, ob  $\beta$  bei der Berücksichtigung des Zweiges b größer zu wählen ist, als es die Lösung von Gl. (20) ergibt, ist hier nicht so einfach zu beantworten wie für kreisrunde Querschnitte. Eine eingehendere Untersuchung zeigte jedoch, daß dies der Fall ist, solange für den auf Grund der Gl. (20) gefundenen Wert  $\beta$

$$4\beta^3 - 15\beta^2 + 10k_1\beta + 7k_2 - k_1 < 0$$

ist, was auch praktisch immer zutrifft. Der Höchstwert von  $F_3$  nach Gl. (21) wird wie im Falle kreisrunder Querschnitte gefunden. Der Ausdruck (23) für  $r_b$  bleibt bestehen, für  $r_a$  hat man statt Gl. (22) den nachstehenden Ausdruck erhalten:

$$r_a = r_{a1} + k_a'' \beta (1 + \beta)^{-1,2} T^{0,4} \quad (25)$$

mit

$$k_a'' = (b/2)^{0,8} (n^{0,2} \zeta_a k L_a)^{-1} (P/W_k)^{-0,4},$$

wobei  $b$  die Kanalbreite nach Bild 3 ist.

**Beispiel 3.** Das im Beispiel 2 behandelte Kühlsystem bildet den Zweig a einer Anordnung nach Bild 5, wobei die unveränderlichen Wärmewiderstände  $r_{a1} = 0,002 \text{ grad/W}$ ,  $r_{b1} = 0,006 \text{ grad/W}$  und die Beiwerte  $k_a'' = 0,0015 \text{ grad/W}$ ,  $k_b = 0,012 \text{ grad/W}$  sind. Das im Beispiel 2 gefundene günstigste Verhältnis  $\beta = 0,17$  muß erhöht werden. Man wählt der Reihe nach  $\beta = 0,2, 0,3, 0,4$  und berechnet dazu nach Gl. (15) mit den aus dem Beispiel 2 bekannten Werten  $k_1 = 0,088$  und  $k_2 = 0,0119$  der Reihe nach  $T = 4,69, 2,42, 1,74$ . Nach Gl. (25) ist dann

$$r_a = 0,002 \text{ grad/W} + 0,015 \text{ grad/W} \cdot 0,2 \cdot 1,2^{-1,2} \cdot 4,69^{0,4} = 0,00642 \text{ grad/W für } \beta = 0,2$$

und ähnlich  $r_a = 0,00668 \text{ grad/W}$  bzw.  $0,00699 \text{ grad/W}$  für  $\beta = 0,3$  bzw.  $0,4$ . Nach Gl. (23) erhält man für  $\beta = 0,2$   $r_b = 0,006 \text{ grad/W} + 0,012 \text{ grad/W} \cdot 4,69^{0,4} = 0,0283 \text{ grad/W}$  und für  $\beta = 0,3$  bzw.  $0,4$ ,  $r_b = 0,0231 \text{ grad/W}$  bzw.  $0,021 \text{ grad/W}$ .

Gl. (21) ergibt für die gewählten Werte  $\beta$  dann der Reihe nach  $F_3 = 191,1, 193, 190,7$ . Der gesuchte Höchstwert liegt also bei  $\beta = 0,3$ , verläuft jedoch äußerst flach, so daß Abweichungen von diesem günstigsten Verhältnis belanglos sind.

Auch die eben untersuchte Anordnung mit zwei Wärme-stromzweigen ist von einer genauen Abbildung der in der Maschine tatsächlich vorhandenen Verhältnisse ziemlich ent-

fernt. Denn nicht nur eine, sondern mehrere Wärmequellen mit mehr als zwei Wärmeströmungen liegen vor, und nicht nur eine, sondern mehrere kanalähnliche Stellen sollen die günstigste Auslegung erhalten. Da nicht einmal die Vereinfachung nach Bild 5 zu einem übersichtlichen Ergebnis führt, und die Lösung nur durch Versuche zu erhalten ist, kann nicht daran gedacht werden, den günstigsten Entwurf mit Hilfe von Gleichungen nach der Art der Gl. (24) zu suchen. Es muß die vollständige Lüftungs- und Wärmeberechnung durchgeführt werden, um einen Konstruktionsentwurf beurteilen zu können. Die günstige Lösung ist nur durch Wiederholung dieser Berechnungen für verschiedene Änderungen des Entwurfs zu finden. Die Ergebnisse der obigen Lösungen können jedoch dazu beitragen, wenn sie mit Vorsicht und nach sorgfältiger Überlegung angewendet werden, um die große Anzahl der zu untersuchenden Kombinationen herabzusetzen.

### Anderung der Anzahl von Kühlkanälen

In allen bisherigen Fällen wurde die Anzahl  $n$  der gleichen Kanäle, aus welchen das Kühlsystem besteht, als unveränderlich angenommen. Wird dagegen der Kanal mit den Größen  $S, U, L$  als gegeben und nur die Anzahl  $n$  als

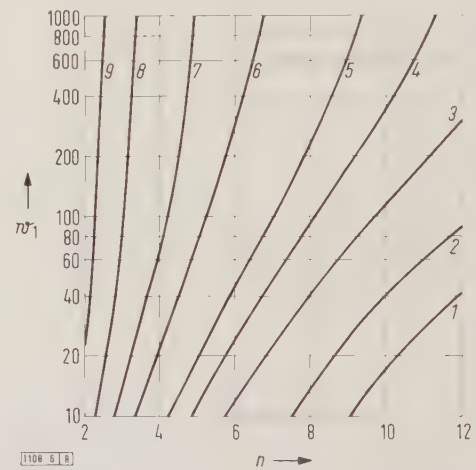


Bild 6. Leistungserhöhung eines Kühlsystems mit Kanälen beliebiger Querschnittsform, die durch die Erhöhung der Kanalzahl von  $n$  auf  $(n + 1)$  erreicht wird. Graphische Darstellung der Gl. (26).

$P_{n+1}/P_n$	1,03	1,04	1,06	1,08	1,10	1,15	1,20	1,30	1,40
Kurve	1	2	3	4	5	6	7	8	9

veränderlich angenommen, so führt zwar die Berechnung der günstigsten Zahl  $n$  auf praktisch wertlose Ergebnisse, kann aber in der geänderten Fassung zu der oft nützlichen Entscheidung beitragen, ob sich in gegebenem Falle eine Erhöhung der Kanalzahl noch lohnen kann.

Wenn ein einziges Kühlsystem von gleichen Kanälen im Strömungskreis liegt, so ergibt sich statt der Funktion  $F_1$  nach Gl. (11), da jetzt  $S$  und  $U$  unveränderlich sind, die vereinfachte Funktion

$$F_4 = n^{0,2} T_n^{-0,4}$$

mit

$$T_n = 1 + (w_1/n^2), \quad w_1 = (W_{e1} + W_{r1})/W_k,$$

wobei  $W_{e1}$  und  $W_{r1}$  nach Gl. (7) und (8) mit  $n = 1$  zu bestimmen sind. Für die Funktion  $F_4$  besteht kein Höchstwert, da sie mit steigendem  $n$  immer ansteigt. Man kann jedoch die Verbesserung berechnen, die eine Erhöhung der Kanalzahl von  $n$  auf  $(n + 1)$  mit sich bringt. Die abgeführte Leistung  $P$  nach Gl. (3) steigt von  $P_n$  auf  $P_{n+1}$  und man hat

$$P_{n+1}/P_n = F_{4,n+1}/F_{4,n} = [(n+1)/n]^{0,2} (T_n/T_{n+1})^{-0,4} = [(n+1)/n] \{ (w_1 + n^2) / [w_1 + (n+1)^2] \}^{0,4} \quad (26)$$

Graphisch ist diese Beziehung, die für jede Querschnittsform der Kanäle gilt, in Bild 6 dargestellt. Bei großen Werten von  $w_1$  ist die durch  $P_{n+1}/P_n$  gegebene Verbesserung nur



durch das Verhältnis der Kanalzahlen bestimmt. Mit  $(n + \nu)$  statt  $(n + 1)$  geschrieben, ergibt Gl. (26) die Verbesserung für eine beliebige Erhöhung der Kanalzahl, solange natürlich die gemachten vereinfachenden Annahmen zulässig sind, insbesondere was die Werte von  $\zeta$  und  $\xi$  betrifft.

**Beispiel 4.** An einem Strömungskreis mit aus zehn Kanälen bestehendem Kühlsystem wurde der gesamte Strömungswiderstand  $W = 800 \text{ kp s}^2/\text{m}^8$  gemessen und der Anteil des Kühlsystems auf  $W_e = 120 \text{ kp s}^2/\text{m}^8$  und  $W_r = 180 \text{ kp s}^2/\text{m}^8$  abgeschätzt. Es ist demnach  $W_k = 500 \text{ kp s}^2/\text{m}^8$  und  $w_1 = 60$ . Dem Bild 6 entnimmt man  $P_{11}/P_{10} = 1,05$ , so daß die Erhöhung der Kanalzahl von 10 auf 11 eine Verbesserung von 5% darstellt.

Wird bei der Änderung der Kanalzahl  $n$  gleichzeitig die Einhaltung der gesamten Querschnittsfläche aller Kanäle  $S_n = nS$  vorgeschrieben, so erhält man für die abgeführte Leistung  $P_n$  von Gl. (3) ausgehend, bei kreisförmigem Kanalquerschnitt,

$$P_n = 4 \zeta k L \cdot \Delta \vartheta \cdot (p/W_k)^{0,1} S_n^{0,2} D^{-1,2} T^{-0,1}$$

mit

$$T = 1 + (\varrho/2) \zeta / (S_n^2 W_k) + 2 \varrho f L / (S_n^2 W_k D).$$

Auch hier steigt  $P_n$  mit steigender Kanalzahl. Die Verbesserung, die durch eine Erhöhung der Kanalzahl von  $n$  auf  $(n + 1)$  erreicht wird, ist nach einfacher Berechnung

$$P_{n+1}/P_n = [(n + 1)/n]^{0,4} [1 + A/\sqrt{n}]^{0,4} [1 + A/\sqrt{n + 1}]^{-0,4} \quad (27)$$

mit

$$A = (S_n/\pi)^{0,5} (W_k S_n^2 + \xi \varrho/2) / (\varrho f L),$$

oder, wenn berechnete oder gemessene Strömungswiderstände bei der Kanalzahl  $n$  bekannt sind,  $A = \sqrt{n} \cdot (W_k + W_e)/W_r$ . Da infolge der vorgeschriebenen Einhaltung der gesamten Querschnittsfläche das Verhältnis der Durchmesser  $D_n/D_{n+1} = \sqrt{(n + 1)/n}$  ist, so ergibt Gl. (27) fast denselben Wert, der sich als Verhältnis der Kühlflächen ergibt.

Um den Einfluß der Kanalzahl  $n$  bei einem Kühlsystem mit rechteckigem Kanalquerschnitt nach Bild 3 zu bestimmen, wird die vereinfachende Annahme gemacht, daß bei veränderlicher Kanalbreite  $b$  und fester Kanalhöhe  $a$  die gesamte Querschnittsfläche  $S_n = n a b$  aller Kanäle unveränderlich bleibt. Bei gegebenem mittlerem Durchmesser  $D_m$  des Systems muß also die Rippenbreite  $c$  (Bild 3) entsprechend geändert werden. Von Gl. (3) ausgehend, erhält man in diesem Falle

$$P_n = 2^{0,2} \zeta k \cdot \Delta \vartheta \cdot L (p/W_k)^{0,4} n^{0,2} (a + b)^{1,2} (a b)^{-1} T^{-0,4}$$

mit

$$T = 1 + (\varrho/2) \cdot (\xi + 2 f L/a) S_n^2 W_k^{-1} + \varrho f L a S_n^3 W_k^{-1} n.$$

Für das Verhältnis der abgeführten Leistung bei  $n$  und  $(n + \nu)$  Kanälen ergibt sich daraus

$$P_{n+\nu}/P_n = \left\{ [n + \nu + (S_n/a^2)] / [n + (S_n/a^2)] \right\}^{1,2} \cdot [(n + B)/(n + \nu + B)]^{0,4} \quad (28)$$

mit

$$B = (S_n/a) \left\{ [S_n^2 W_k / (\varrho f L)] + [\xi / (2 f L)] + (1/a) \right\},$$

oder, wenn die für  $n$  geltenden Strömungswiderstände  $W_e$  und  $W_r$  bekannt sind,

$$B = n [(1 + b/a) (W_k + W_e) / W_r + (b/a)]. \quad (29)$$

Der Einfluß der einseitigen Wärmezufuhr blieb hier unberücksichtigt. Da bei einer Verkleinerung der Kanalbreite  $b$  die Kanaloberfläche besser ausgenutzt wird [8], ist bei einer Erhöhung der Kanalanzahl  $n$  eine mäßig größere Leistungserhöhung zu erwarten, als Gl. (28) ergibt, wobei jedoch die verkleinerte Rippenbreite  $c$  einen entgegengesetzten Einfluß hat.

**Beispiel 5.** Für eine aus acht Kanälen bestehende Kühlanordnung nach Bild 3 mit  $a = 0,03 \text{ m}$ ,  $b = 0,12 \text{ m}$  ist

$W_k = 200 \text{ kp s}^2/\text{m}^8$ ,  $W_e = 100 \text{ kp s}^2/\text{m}^8$ ,  $W_r = 50 \text{ kp s}^2/\text{m}^8$ . Es ist also  $S_n/a^2 = n b/a = 8 \cdot 0,12 \text{ m} / 0,03 \text{ m} = 32$  und  $B = 8 \cdot \{[(1 + 4) \cdot (200 \text{ kp s}^2/\text{m}^8 + 100 \text{ kp s}^2/\text{m}^8) / 50 \text{ kp s}^2/\text{m}^8] + 4\} = 272$ .

Die Verbesserung, die mit zehn Kanälen erreicht werden könnte, ist nach Gl. (28)

$$P_{10}/P_8 = [(12 + 32)/(10 + 32)]^{1,2} [(10 + 272)/(12 + 272)]^{0,4} = 1,028,$$

also nur rd. 3%.

Alle in diesem Absatz behandelten Fälle beziehen sich wieder nur auf ein einziges Kühlsystem, also ohne Rücksicht auf die Wärmeströme, die von der Quelle ausgehend an anderen Stellen dem Kühlstrom zugeführt werden. Wenn solche Stellen vorhanden sind, muß die Berechnung noch nach dem Schema Bild 5 überprüft werden.

### Sonderfall: Kühler einer geschlossenen Maschine

Wenn der im Bild 7 angedeutete Kühler aus  $n$  Kanälen vom Querschnitt  $S_a = a x$  für den äußeren Kühlstrom  $Q_a$  und aus  $n$  Kanälen vom Querschnitt  $S_i = a y$  für den inneren Kühlstrom  $Q_i$  besteht, so ist die Kühlfläche  $S_k = 2 n a L$  und die Anzahl der Kanalpaare  $n = \pi D_m / (x + y + 2 \delta)$ , wobei  $\delta$  die Scheidewanddicke,  $L$  die axiale Länge und  $D_m$  den mittleren Durchmesser bedeuten. Es sei angenommen, daß an den beiden Zylinderflächen kein Wärmeübergang stattfindet. Die hydraulischen Durchmesser der beiden schmalen

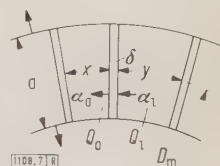


Bild 7. Kühler einer geschlossenen Maschine, bestehend aus  $n$  Kanälen  $a x$  für den äußeren und aus  $n$  Kanälen  $a y$  für den inneren Kühlstrom.

Kanäle sind angenähert  $D_{ha} = 2 x$ ,  $D_{hi} = 2 y$ , womit man für die Wärmeübergangszahlen nach Gl. (2)

$$\alpha_a = 2^{-0,2} \zeta k (Q_a/a n)^{0,8} x^{-1} \quad \text{und} \quad \alpha_i = 2^{-0,2} \zeta k (Q_i/a n)^{0,8} y \quad (30)$$

erhält, wobei zur Vereinfachung  $\zeta k$  für beide Kühlströme gleichgesetzt wurde. Vernachlässigt man den Wärmewiderstand der Scheidewand, so ist die resultierende Wärmeübergangszahl

$$\alpha_v = [(1/\alpha_a) + (1/\alpha_i)]^{-1} \quad (31)$$

und der Höchstwert des Produktes  $S_k \alpha_v$  wird dem günstigsten Kühler entsprechen, wenn die Länge  $L$  und der Temperaturunterschied  $\Delta \vartheta$  in Gl. (3) unveränderlich bleiben.

Für die beiden Kühlströme  $Q_a$  und  $Q_i$  gilt unter den gemachten Voraussetzungen Gl. (9) mit

$$T_a = 1 + (w_{a1}/x^2 n^2) + (w_{a2}/x^3 n^2) \quad \text{und} \quad T_i = 1 + (w_{i1}/y^2 n^2) + (w_{i2}/y^3 n^2), \quad (32)$$

wobei

$$w_{a1} = (\varrho/2) \cdot (\xi + 2 f L/a) / (a^2 W_{ka}), \quad w_{a2} = \varrho f L / (a^2 W_{ka}),$$

und

$$w_{i1} = w_{a1} W_{ka} / W_{ki}, \quad w_{i2} = w_{a2} W_{ka} / W_{ki}$$

sind, wenn  $W_{ka}$  und  $W_{ki}$  die außerhalb des Kühlers liegenden Strömungswiderstände im äußeren bzw. inneren Stromkreis bezeichnen. Führt man statt  $Q_a$  und  $Q_i$  die Ausdrücke  $T_a$  und  $T_i$  in Gl. (31) ein, so ergibt sich nach Weglassen aller Festwerte, daß das Produkt  $S_k \alpha_v$  umgekehrt proportional der Funktion

$$F_5 = n^{-0,2} (x T_a^{0,4} + K^{0,4} y T_i^{0,4}) \quad (33)$$

mit  $K = (p_a W_{ki} / p_i W_{ka})$  ist, deren Minimum also den Höchstwert von  $S_k \alpha_v$  ergibt. Vorausberechnungen ergaben, daß dieses Minimum bei kleinen Werten von  $x$  und  $y$  liegt, und daß man infolgedessen in den Ausdrücken (32) die beiden ersten Glieder weglassen kann. In dieser Weise ver-



einfacht sich die Funktion  $F_5$  bei festgehaltener Kanalpaarzahl  $n$  zu

$$F_6 = x^{-0,2} + y^{-0,2} (p_a/p_i)^{0,4},$$

wobei  $x + y = (\pi D_m/n) - 2\delta$ , also  $dx = -dy$  ist. Das Minimum von  $F_6$  wird bei

$$y = x(p_a/p_i)^{1/3} \quad (34)$$

erreicht, womit also das günstigste Verhältnis der Kanalbreiten bei schmalen Kanälen gefunden ist. Mit diesem Verhältnis und mit den auf das letzte Glied vereinfachten Ausdrücken (32) erhält man statt  $F_5$

$$F_7 = x^{0,7} \{1 + (p_a/p_i)^{1/3}\} + 2\delta x^{-0,2}.$$

Ihr Minimum liegt bei

$$x = (\delta/2) / [1 + (p_a/p_i)^{1/3}]$$

oder bei  $x + y = \delta/2$ . Praktisch ist also die Lösung unbrauchbar, sie zeigt nur, daß möglichst schmale Kanäle anzustreben sind. Die Entscheidung, ob eine Erhöhung der Kanalzahl  $n$  noch lohnend ist, wird am besten mit Hilfe der Gl. (31) ermöglicht. Dabei können auch genauere Ausdrücke für die hydraulischen Durchmesser sowie verschiedene Beiwerte  $\zeta$  eingesetzt werden.

Die Berechnung wurde unter der Annahme durchgeführt, daß die Rauigkeit hoch und infolgedessen  $f$  konstant ist. Für glatte Kanäle ist  $f$  proportional  $Q^{-0,2}$ , was eine sehr umständliche Berechnung ergäbe. Beim Benutzen der Gl. (31) kann auch dieser Umstand, daß die Kanäle glatt oder mäßig rau sind, berücksichtigt werden, indem man für  $f$  die Werte einsetzt, die den im voraus abgeschätzten Strömungen  $Q_a$  und  $Q_i$  entsprechen.

Ähnliches Ergebnis wie für den hier behandelten Lamellenkühler ist für einen Rohrkühler einer geschlossenen Maschine zu erwarten. Auch für ihn liegt der günstigste Rohrdurchmesser fast immer tief unter dem kleinsten praktisch annehmbaren. Das Problem der günstigsten Rippenabmessungen, das gewisse Ähnlichkeit mit den eben gelösten Aufgaben hat und für das ebenfalls die Notwendigkeit besteht, den außerhalb der berippten Kühlfläche liegenden Strömungswiderstand zu berücksichtigen, wurde in dieser Arbeit nicht untersucht, da seine Lösung noch andere Einflüsse berücksichtigen muß.

## Zusammenfassung

Kühlsysteme von gleichen parallelgeschalteten Kanälen in elektrischen Maschinen sind unter gewissen Voraussetzungen einer rechnerischen Untersuchung zugänglich. Nicht nur das Kühlsystem allein, sondern der gesamte Kühlstromkreis mit dem außerhalb liegenden Widerstand muß dabei berücksichtigt werden. Bei konstanter Kanalzahl können die günstigsten Abmessungen des Kanalquerschnitts ermittelt werden. Will man jedoch den tatsächlichen Verhältnissen in der Maschine näherkommen, so muß wenigstens eine außerhalb des Kühlsystems liegende Kühlstelle berücksichtigt werden. Die Bestimmung der günstigsten Auslegung der Kanäle ist dann viel umständlicher und kann nur schrittweise durchgeführt werden. Bei Änderung der Kanalzahl eines Kühlsystems besteht entweder kein Höchstwert der abgeführten Leistung, die mit steigender Kanalzahl immer ansteigt, oder es liegt diese günstigste Kanalzahl weit über den praktisch annehmbaren Grenzen. Zur Entscheidung, ob eine Erhöhung der Kanalzahl noch lohnend ist, kann das Verhältnis der sich für  $n$  und  $(n+1)$  Kanäle ergebenden Leistungen dienen, welches für runde und rechteckige Querschnitte berechnet wurde. Als Sonderfall wird ein einfacher Kühler einer geschlossenen Maschine untersucht und gezeigt, daß für ihn die günstigste Kanalzahl sehr hoch und praktisch unerreichbar ist. Trotz des Umstandes, daß alle Berechnungen mit unvermeidlichen Fehlern belastet sind, wie es für alle Lüftungs- und Wärmeberechnungen der Fall ist, können die erhaltenen Ergebnisse bei der wärmetechnischen Untersuchung eines Entwurfs zur richtigen Beurteilung der Auswirkungen von Konstruktionsänderungen beitragen, indem sie angeben, in welcher Richtung eine Verbesserung zu suchen ist.

## Schrifttum

- [1] McAdams, W. H.: Heat transmission, 2. Aufl. McGraw-Hill Book Co, New York 1942.
- [2] Gröber, H., u. Erck, S., u. Grigull, U.: Wärmeübertragung. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1955.
- [3] Hak, J.: Grundgleichungen der inneren Kühlung. ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 44–52.
- [4] Hak, J.: Zur Berechnung der Lüfter elektrischer Maschinen. ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 264–268.
- [5] Eck, B.: Technische Strömungslehre. 5. Aufl. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1958.
- [6] Nunner, W.: Wärmeübergang und Druckabfall in rauen Rohren. VDI-Forsch.-H. 455, 1956.
- [7] Hak, J.: Reibungsverlust im Luftspalt. Elektrotechn. u. Masch.-Bau Bd. 77 (1960) S. 325–328.
- [8] Hak, J.: Einseitig geheizte Kanäle in elektrischen Maschinen. Arch. Elektrotechn. Bd. 44 (1959) S. 107–116.

## Neue Gesichtspunkte in der Planung von Netzen

DK 621.311.1 : 658.51

Die Verfasser<sup>1)</sup> berichten über ein neues Verfahren, durch welches es möglich werden soll, den Ausbau eines elektrischen Netzes auf lange Sicht hinaus genauer zu planen. Die Planungsarbeit wird weitgehend auf einer elektronischen Ziffernrechenmaschine durchgeführt (z. B. IBM 704).

Auf der einen Seite wird aus Tagesbelastungskurven, wie sie für die Gegenwart gelten, und aus dem Gang der Tageshöchstlast während der Wochen- und Feiertage, der Monate und Jahreszeiten mit Berücksichtigung der jährlichen Steigerung des Stromverbrauchs die voraussichtliche Tageshöchstlast für jeden Tag des Planungszeitraumes (z. B. 20 Jahre) ermittelt. Andererseits wird für jede Ausbaustufe die verfügbare Maschinenleistung berechnet, wobei planmäßige und außerplanmäßige Überholungen sowie plötzliche Maschinenausfälle gemäß der Erfahrung oder der statistischen Wahrscheinlichkeit und natürlich auch absichtliche Stillsetzungen berücksichtigt werden. Aus der Forderung nach einer stets vorhandenen Reserve bzw. aus der höchstzulässigen Zahl der Fälle, in denen im ganzen Planungszeitraum Leistungsmangel für einige Stunden auftreten darf (z. B. 1- bis 2-mal in 20 Jahren), ergibt sich automatisch der

Zeitpunkt, an dem neue Maschineneinheiten beschafft oder betriebsbereit sein müssen. Man kann dabei Varianten der Maschinengröße und ihrer zeitlichen Entwicklung berücksichtigen, ebenso wie Varianten des Wirkungsgrades und auch der Finanzierungsbedingungen. Schließlich wird das finanzielle Ergebnis aller Varianten für die ganze Planungszeit ermittelt, die optimale Planung gefunden und die dafür maßgebenden Planungs-Kenngrößen bestimmt.

Bei diesem Verfahren spielt natürlich die Wahrscheinlichkeitsrechnung eine große Rolle, weshalb auch wiederholt auf die „Spiel-Theorie“ und die „Methoden von Monte Carlo“ hingewiesen wird. Sicherlich kann man bei diesem Verfahren die Summe aller vorliegenden Erfahrungen umfassend verwerten und sehr viele Einzelheiten ermitteln, die sonst undurchsichtig bleiben. Auf der anderen Seite ist nicht zu vergessen, daß es sich immer um Wahrscheinlichkeiten und nie um Sicherheiten handelt.

Es gehört ein recht großer Optimismus zu der Voraussetzung, daß sich der Stromverbrauch auf eine so große Zeitspanne hinaus nach der gleichen täglichen Gesetzmäßigkeit und mit der gleichen Streuung entwickeln wird und daß Konjunkturschwankungen, Brennstoffkosten usw., kurz alle Voraussetzungen, stets einem bestimmten voraussehbaren Gesetz folgen und innerhalb eines bestimmten Schwankungsbereiches bleiben werden.

Bl

<sup>1)</sup> Nach Dillard, J. K., u. Seis, H. K.: Nouveaux horizons dans la planification des réseaux. CIGRE-Ber. 1960, Nr. 313; 21. S., 4 B., 1 Taf., 14 Qu.



# Bemessung von Dauermagneten für kleine Gleichstrommotoren

Von Adolf Wilhelm Mohr, Künzelsau/Württemberg\*)

DK 621.318.2 : 621.313.2-181.4

Bei kleinen Gleichstrommotoren hat sich die Verwendung von Dauermagneten an Stelle der Erregerwicklung in immer stärkerem Maße durchgesetzt; es ist daher von großer wirtschaftlicher Bedeutung, die Magnetabmessungen optimal den genauen Anforderungen an den Motor (konstante oder veränderliche Belastung, Kurzschlußfestigkeit usw.) anzupassen, damit in jedem Fall mit einem Minimum an Magnetvolumen der erforderliche Erregerfluß bei den verschiedenen Betriebszuständen des Motors erreicht wird.

## Allgemeines

Durch die großen Fortschritte in der Entwicklung magnetischer Werkstoffe während der letzten Jahrzehnte konnten sich die Dauermagnete immer neue Anwendungsgebiete erschließen. Die Magnetsorten, die gerade im letzten Jahrzehnt in bezug auf Güte, Eigenschaften und Stabilität eine

und damit belastungsabhängig verschieden stark geschwächt. Da meist die Belastung dieser Motoren schwankt, oder auch häufig diese Motoren kurzschlußsicher gebaut sein müssen, müssen auch die Magnete dieser Belastung angepaßt werden. Für die Bemessung des Magneten ist also in diesem Fall nicht die remanente Zustandskurve des Magnetwerkstoffes, sondern die sogenannte permanente Zustandskurve maßgebend, die experimentell durch die Bestimmung der Arbeitspunkte des Magneten aufgenommen wird.

In der folgenden Abhandlung sollen kurz Richtlinien gegeben werden, nach denen man einen Dauermagneten für eine wechselnde äußere Beanspruchung, z. B. für einen Gleichstrommotor, bemessen kann; zum Schluß soll der Rechnungsgang an einem praktischen Beispiel bestätigt werden.

## Remanente und permanente Zustandskurve eines Magnetwerkstoffes

Wenn nach der Magnetisierung eines Magneten der Erregerstrom der Magnetisierungseinrichtung abgeschaltet wird, der Magnet aber im Magnetisierungsstromkreis, also magnetisch kurzgeschlossen bleibt, dann herrscht im Magneten die Remanenzinduktion  $B_r$ . Wird die Magnetisierungseinrichtung mit einem veränderlichen Strom entgegengesetzt der Richtung des Magnetisierungsstromes betrieben, dann durchläuft die Magnetinduktion  $B_m$  in Abhängigkeit von der Größe des Gegenstromes oder der Entmagnetisierungsfeldstärke im Magneten  $-H_m$  die in Bild 2 dargestellte remanente Zustandskurve  $B_m = f(H_m)$ . Die Entmagnetisierungsfeldstärke, bei der die Magnetinduktion null wird, stellt die Koerzitivfeldstärke  $H_c$  dar.

Wird nun der Magnet z. B. bis zum Punkt A entmagnetisiert und verringert man daraufhin die Entmagnetisierung, so wird die Magnetinduktion nicht mehr nach dem Verlauf  $B_m = f(H_m)$  ansteigen, sondern ihre Werte werden tiefer liegen. Nach mehrmaligem Ab- und Einschalten des Entmagnetisierungsstromes, der dem Punkt A entspricht, stellt sich ein annähernd geradliniger Funktionsverlauf  $B_m = g(H_m)$  ein, der die Ordinatenachse im Punkt der Permanentinduktion  $B_p$  schneidet.

Die Funktion  $B_m = g(H_m)$  stellt die dem Entmagnetisierungspunkt A entsprechende permanente Zustandskurve des Magneten dar. Wird die Entmagnetisierung zum Punkt A' oder A'' fortgeführt, so verschiebt sich die Gerade  $B_m = g(H_m)$  annähernd parallel entsprechend nach unten oder oben. Einer wechselnden Belastung und somit periodischen Entmagnetisierung des Magneten ist also die permanente Zustandskurve zugrunde zu legen.

## Arbeitspunkt und Arbeitsbereich eines Dauermagneten

Wenn ein Dauermagnet in einem magnetischen Kreis einem Luftspalt eine bestimmte Energie zuführt, d. h. in dem Luftspalt eine gewisse Induktion erzeugt, wirkt der Luftspalt entmagnetisierend auf den Magneten, und es wer-

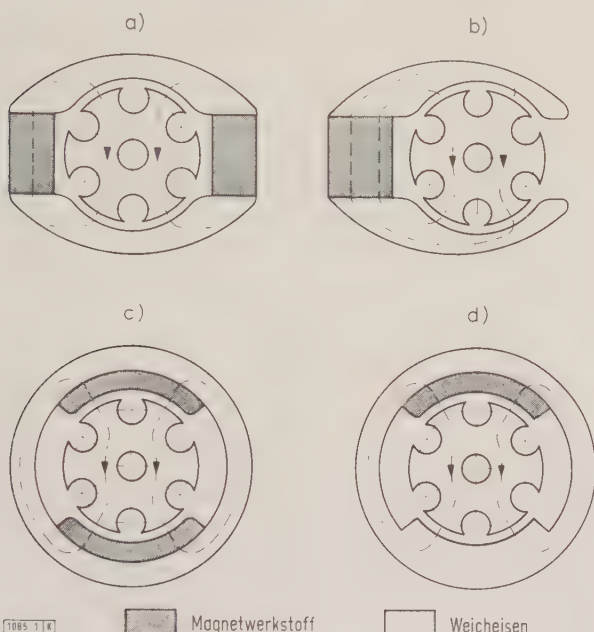


Bild 1. Vier im Schnitt dargestellte Ausführungsarten a) bis d) von Kleinmotoren mit Dauermagneten.

lange Entwicklungsreihe durchgemacht haben, sind heute für die verschiedenen Verwendungszwecke so unterschiedlich, daß es bei der Auswahl von Magneten von großer wirtschaftlicher Bedeutung ist, ob der Magnet für den vorgesehenen Verwendungszweck optimal bemessen ist, d. h. ob der Dauermagnet in seinen Abmessungen und Betriebskenngrößen seiner künftigen Belastung angepaßt ist.

Ein breites Anwendungsgebiet haben diese Magnete in kleinen Gleichstrommaschinen im Kraftfahrzeugbau, z. B. für Scheibenwischemotoren, Gebläsemotoren und verschiedene Antriebsmotoren sowie Spielzeugmotoren aller Art gefunden. In diesen Motoren ersetzt der Gleichfluß des Dauermagneten das Erregerfeld, so daß man dadurch die Erregerwicklung einspart und diese Motoren billiger bauen kann.

In Bild 1 sind verschiedene Ausführungsbeispiele dieser Gleichstrom-Kleinmotoren dargestellt, wie sie heute hauptsächlich verwendet werden. Wenn Wert auf Geräuscharmut der Motoren gelegt wird, sind die Ausführungsbeispiele a) und c) denen von b) und d) vorzuziehen, weil man durch Verwendung von zwei Magneten einen völlig symmetrischen Feldaufbau erreicht; dafür sind die Motoren nach b) und d) billiger in der Herstellung.

Der Gleichfluß dieser Dauermagneten wird je nach Größe der Bürstenverschiebung in Abhängigkeit vom Ankerstrom

\*) Dr.-Ing. A. W. Mohr ist Technischer Leiter der Ziehl-Abegg oHG, Künzelsau/Württemberg.

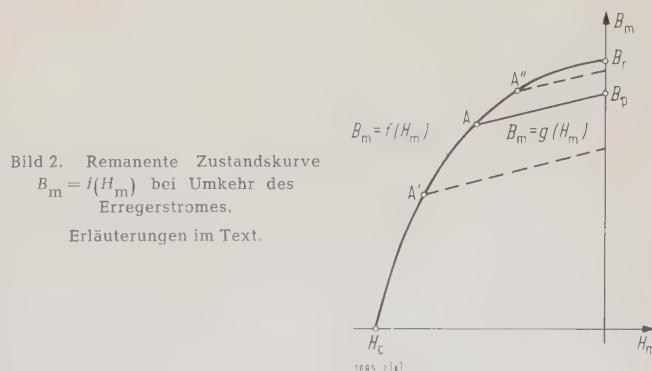


Bild 2. Remanente Zustandskurve  $B_m = f(H_m)$  bei Umkehr des Erregerstromes.

Erläuterungen im Text.



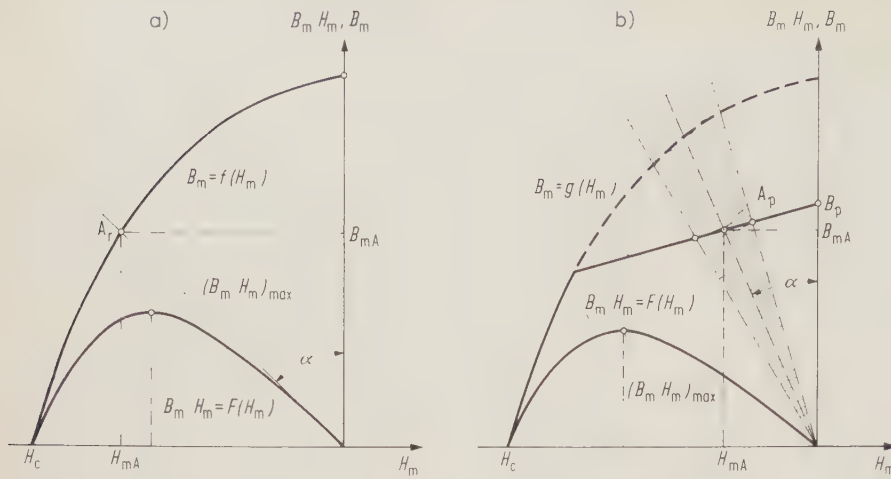


Bild 3. Remanente und permanente Zustandskurve eines Magneten mit Luftspalt.  
a) remanente Kurve, b) permanente Kurve.

den sich im Magneten eine gewisse Magnetinduktion  $B_{mA}$  und Magnetfeldstärke  $H_{mA}$  einstellen, die je nach der Betriebsweise des Magneten auf der remanenten (Bild 3a) oder permanenten (Bild 3b) Zustandskurve den Arbeitspunkt  $A_r$  oder  $A_p$  bestimmen. Die Ursprungsgerade durch den Arbeitspunkt, die mit der Ordinatenachse den Winkel  $\alpha$  bildet, wird Arbeitsgerade genannt; ihre Lage ist, wie man später sieht, abhängig von den Abmessungen des Luftspaltes, des Magneten und dem Streufaktor des magnetischen Kreises.

Wenn der Magnet auf eine Wechselbelastung arbeitet, z. B. auf einen infolge Nutzung schwankenden Luftspalt, oder durch irgendwelche Gegenfelder mehr oder weniger stark periodisch geschwächt wird, so ergibt sich auf der permanenten Zustandskurve nicht ein Arbeitspunkt, sondern ein Arbeitsbereich (Bild 3b) und dementsprechend ein Winkelbereich der Arbeitsgeraden (schraffiert eingezeichnet). Wie später gezeigt wird, kann man dem Luftspalt mit dem kleinstmöglichen Magnetvolumen die größtmögliche Energie zuführen, wenn man den sich ergebenden Arbeitspunkt  $A_r$  oder  $A_p$  über das Maximum der Kurve  $B_m H_m = F(H_m)$  legt. In Bild 3a müßte also der Arbeitspunkt mehr zu kleineren, in Bild 3b mehr zu größeren Feldstärkewerten hin verschoben werden. Größe und Lage des Maximums  $(B_m H_m)_{\max}$  sind je nach Lage der permanenten Zustandskurve verschieden.

### Bemessung eines Dauermagneten

#### Magnetabmessungen

Das Ersatzschaltbild eines magnetischen Kreises läßt sich im allgemeinen, wie in Bild 4 dargestellt, wiedergeben. Ein Magnet mit der Länge  $L$  und dem Querschnitt  $F$ , ein Luftspalt mit der Länge  $l$  und dem Querschnitt  $f$  bilden mit zwei Weicheisen-Polschuhen mit der Gesamtlänge  $l_{Fe}$  und dem Querschnitt  $f_{Fe}$  einen magnetischen Kreis.

Aus der Bedingung der Wirbel- und Quellenfreiheit, der Stetigkeit von Normalkomponente der Feldstärke und Induktion in dem magnetischen Kreis ergeben sich die beiden Gleichungen

$$H_{Lu} l + H_{Fe} l_{Fe} + H_m L = 0, \quad (1a)$$

$$\Phi_L = \sigma \Phi_m, \quad (1b)$$

wenn mit  $H_m$  die Feldstärke im Magneten,  $H_{Lu}$  die Feldstärke im Luftspalt,  $H_{Fe}$  die Feldstärke in den Weicheisen-Leitstücken,  $\Phi_L$  der Luftspaltfluß,  $\Phi_m$  der Magnetfluß und mit  $\sigma$  der Streufaktor ( $< 1$ ) bezeichnet wird.

Da der Anteil der magnetischen Spannung  $l_{Fe} H_{Fe}$  gegenüber den beiden anderen Anteilen in Gl. (1a) vernachlässigbar klein ist, stellt er nur noch eine Korrekturgröße dar,

die für genauere Untersuchungen als Vergrößerung des Luftspaltes in Rechnung gesetzt werden kann. Es ist damit

$$H_{Lu} l = -H_m L. \quad (2a)$$

Aus Gl. (1b) ergibt sich

$$B_{Lu} f = \sigma B_m F, \quad (2b)$$

worin  $B_{Lu}$  die Induktion im Luftspalt und  $B_m$  die Induktion im Magneten bezeichnet. Wenn man mit Gl. (2a) und (2b) einmal das Produkt und einmal den Quotienten bildet und diese Ergebnisse mit  $2 W_M$  und  $\tan \alpha$  bezeichnet, entstehen physikalische Größen, deren Deutung leicht durchzuführen ist; mit  $V_{Lu}$  sei dabei das Luftspaltvolumen und mit  $V$  das Magnetvolumen bezeichnet:

$$2 W_M = B_{Lu} H_{Lu} V_{Lu} = -\sigma B_m H_m V, \quad (3)$$

$$\tan \alpha = \frac{\mu H_m}{B_m} = -\frac{l}{L} \cdot \frac{F \sigma}{f} \quad \text{mit } \mu = \mu_0 \mu_r. \quad (4)$$

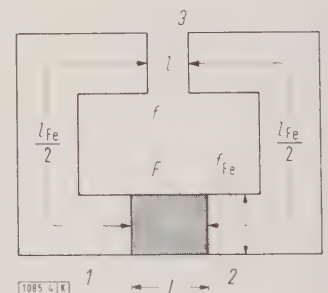
$W_M$  in Gl. (3) bezeichnet die magnetische Energie im Nutzraum des Magneten. Meist liegt bei diesen Berechnungen die Aufgabe vor, ein möglichst großes  $W_M$  mit kleinem Magnetvolumen dem Luftspalt zuzuführen, d. h. es soll die Größe

$$\left| \frac{W_M}{V} \right| = \left| \sigma \cdot \frac{B_m H_m}{2} \right| \quad (5)$$

ein Maximum werden. Diese Bedingung ist erfüllt, wenn das Produkt  $B_m H_m$  ein Maximum wird und  $\sigma$  möglichst fast gleich 1 ist.

Bild 4. Ersatzschaltbild eines magnetischen Kreises.

- 1 Leitstücke
- 2 Magnet
- 3 Luftspalt



Gl. (4) stellt eine Ursprungsgerade mit der Steigung  $\tan \alpha$  gegen die Ordinatenachse im  $B_m H_m$ -Koordinatensystem dar, deren Schnittpunkt mit der Zustandskurve den Arbeitspunkt des Magneten bestimmt. Da auf der rechten Seite der Gl. (4) keine Abhängigkeiten von der Magnetinduktion bzw. -feldstärke enthalten sind, ist die Lage der Arbeitsgeraden nur durch den geometrischen Aufbau des Magnetkreises bestimmt. Der Zusammenhang zwischen  $B_m$  und  $H_m$  in Gl. (3) und (4) sei durch die eindeutigen Funktionen

$$B_m = f(H_m) \quad \text{oder} \quad B_m = g(H_m) \quad (6)$$

gegeben; diese Überlegungen gelten damit sowohl für die remanente als auch für die permanente Zustandskurve.

Um also in einem vorgegebenen Luftspalt mit dem kleinsten Magnetvolumen die größtmögliche Induktion zu erzeugen, muß nach Gl. (5) die Lage der Arbeitsgeraden, d. h. die geometrischen Abmessungen des magnetischen Kreises so gewählt werden, daß der Arbeitspunkt über das Maxi-



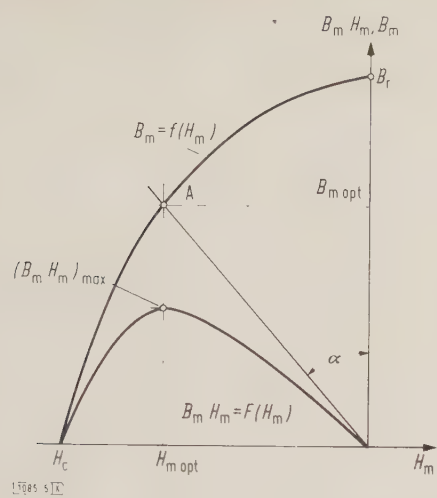


Bild 5. Zustandskurve zur Ermittlung der optimalen Größen der Magnetabmessungen bei  $B_{m\text{opt}}$  und  $H_{m\text{opt}}$

zum der  $B_m H_m$ -Kurve zu liegen kommt. Aus dieser Forderung lassen sich bei vorgegebener Größe des Luftspaltes und geforderter Luftspaltinduktion gewisse Bedingungen für die Magnetabmessungen herleiten.

Es seien nach Bild 5 mit  $B_{m\text{opt}}$  und  $H_{m\text{opt}}$  die Werte der Magnetinduktion und Magnetfeldstärke bezeichnet, bei denen die Funktion  $B_m H_m = F(H_m)$  ihr Maximum erreicht. Aus Gl. (1b) ergibt sich für diesen Fall die optimale Länge des Magneten zu

$$L = \frac{B_{Lu} \mu}{H_{m\text{opt}}} \cdot l.$$

(7)

Gl. (2b) liefert den optimalen Querschnitt des Magneten mit

$$F = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{B_{Lu}}{B_{m\text{opt}}} \cdot f.$$

(8)

Je nach Größe von  $H_{m\text{opt}}$  und  $B_{m\text{opt}}$ , d. h. je nach Verlauf der remanenten oder maßgeblichen permanenten Zustandskurve, bekommt man längere und dünnere oder kürzere und dickere Magnete. Der Streufaktor, der nur in den Magnetquerschnitt eingeht, muß in allen Fällen möglichst nahe an 1 gelegt werden.

Ermittlung der Größen  $B_{m\text{opt}}$  und  $H_{m\text{opt}}$

Da im allgemeinen von einem Magnetwerkstoff nur die remanente Zustandskurve vorliegt und der Verlauf der

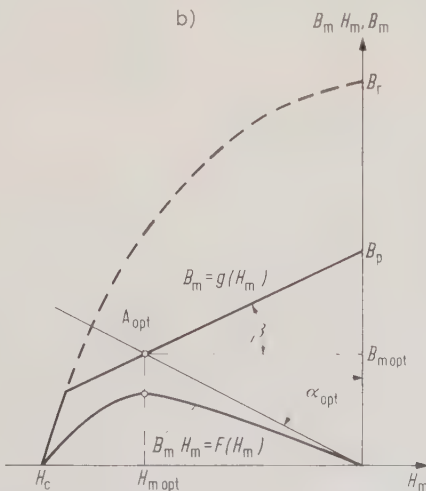
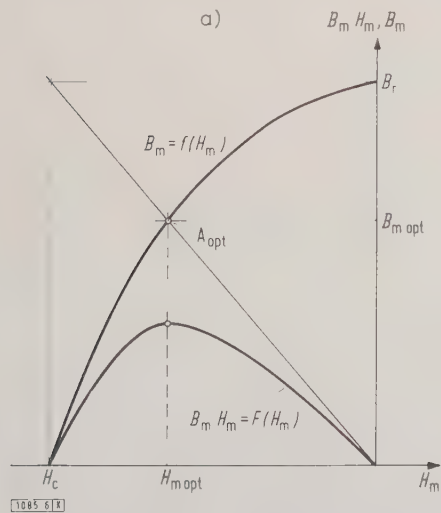


Bild 6. Graphisches Verfahren zur Ermittlung der optimalen Arbeitspunkte  $A_{\text{opt}}$  aus der remanenten Zustandskurve a) bei kleiner und b) bei großer Entmagnetisierungsfeldstärke.

permanenten Zustandskurve durch die Betriebsverhältnisse bestimmt ist, muß also bei der Bemessung von Dauermagneten zunächst sehr genau die Beanspruchung des Magneten und damit der tatsächliche Arbeitspunkt oder -bereich ermittelt werden. Über die zuständigen  $B_m H_m$ -Kurven lassen sich dann die für die Bemessung des Magneten ausschlaggebenden Größen  $B_{m\text{opt}}$  und  $H_{m\text{opt}}$  bestimmen. Für die remanente Zustandskurve werden der optimale Arbeitspunkt  $A_{\text{opt}}$  und damit die Größen  $B_{m\text{opt}}$  und  $H_{m\text{opt}}$ , wie in Bild 6a gezeigt, durch die Rechteckkonstruktion bestimmt.

Solange der Schnittpunkt der permanenten Zustandsgeraden mit der remanenten Zustandskurve in Bild 6a oberhalb  $A_{\text{opt}}$  liegt, ändert sich das Maximum der  $B_m H_m$ -Kurve und somit die Lage des optimalen Arbeitspunktes nicht; anders liegen die Verhältnisse bei großen Entmagnetisierungsfeldstärken, wenn der Schnittpunkt von remanenter und permanenter Zustandskurve unterhalb des optimalen

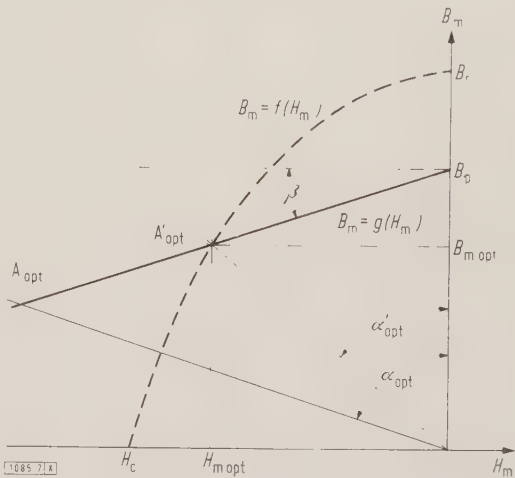


Bild 7. Remanente Zustandskurve mit außerhalb liegendem Arbeitspunkt  $A_{\text{opt}}$

Arbeitspunktes  $A_{\text{opt}}$  in Bild 6a fällt; dann wird das Maximum der Kurve  $B_m H_m = F(H_m)$  verkleinert und auch verschoben (vergleiche Bild 6b). In diesem Fall wird dann

$$B_{m\text{opt}} = \frac{B_p}{2}$$

(9)

und die günstigste Steigung der Arbeitsgeraden, wenn mit  $\beta$  der Steigungswinkel der permanenten Zustandsgeraden bezeichnet wird,

$$\alpha_{\text{opt}} = \frac{\pi}{2} - \beta.$$

(10)

Bei all diesen Überlegungen ist jedoch nachzuprüfen, ob der sich ergebende Arbeitspunkt  $A_{\text{opt}}$  nicht, wie in Bild 7 gezeigt, außerhalb der Fläche der  $B_m = f(H_m)$ -Kurve fällt, weil solche außerhalb liegenden Punkte nicht mehr als Arbeitspunkte verwendbar sind. In diesen Fällen ist die Arbeitsgerade (in Bild 7 gestrichelt gezeichnet), die im Grenzfall den Arbeitspunkt  $A'_{\text{opt}}$  auf der Kurve  $B_m = f(H_m)$  liefert, die günstigste. Die Koordinaten des Punktes  $A'_{\text{opt}}$  ( $B_{m\text{opt}}$  und  $H_{m\text{opt}}$ ) sind mithin der Bemessung des Magneten zugrunde zu legen.





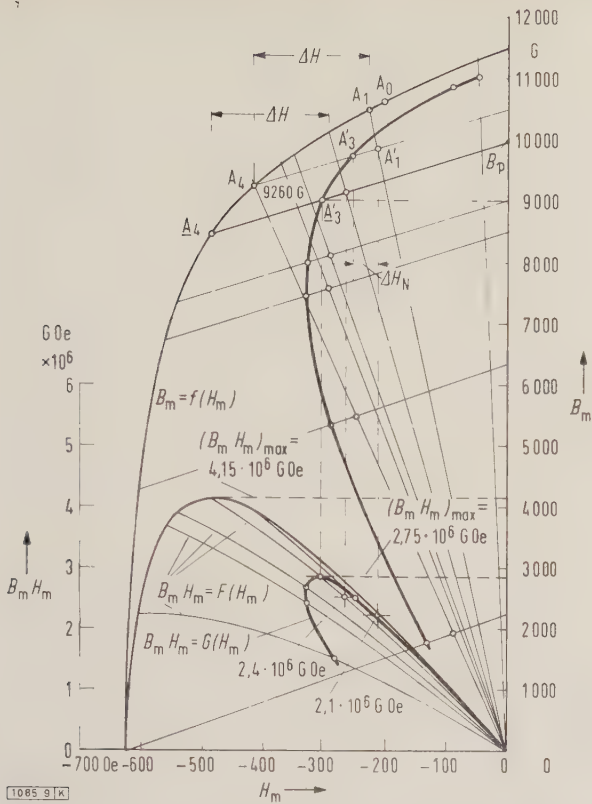


Bild 9. Ermittlung des Arbeitspunktes und der Magnetabmessungen bei einem 6-V-Gleichstrommotor als Berechnungsbeispiel.

Auf einer Magnetisierungseinrichtung kann leicht die von dem Punkt  $A_4$  ausgehende permanente Zustandsgerade bestimmt werden, indem man den Magneten einige Male bis zum Punkt  $A_4$  entmagnetisiert, dann den Entmagnetisierungsstrom abschaltet und diesem Punkt  $A_4$  entsprechende Permanenzinduktion  $B_p$  bestimmt. Um nun den Arbeitspunkt des Magneten im Nennbetrieb des Motors zu ermitteln, führt man, wie bereits oben erwähnt, Flußmessungen bei Nennbetrieb des Motors aus und ermittelt daraus den Punkt  $A_3$  auf der permanenten Zustandsgeraden. Die Messung lieferte die in Tafel 1 angegebenen Magnetinduktionen.

Tafel 1. Meßergebnisse.

Punkt	magnetische Induktion $B_m$ bzw. $B_p$
$A_1$	10 500 G
$A_4$	9 250 G
$A_4$	10 500 G = $B_p$
$A_3$	9 750 G
$A_1$	9 850 G

diese Art können, ausgehend von verschiedenen Magnetabmessungen und dadurch verschiedenen Punkten  $A_1$ , zusammen mit der Zusatz-Entmagnetisierung  $\Delta H$  die zu den verschiedenen Magnetabmessungen gehörigen permanenten Zustandsgeraden bestimmt werden. Die Nennbetriebspunkte auf den permanenten Zustandsgeraden ergeben sich durch Berücksichtigung der Größe  $\Delta H_N$  von  $A_1$  aus.

Der stark ausgezogene Kurvenzug in Bild 9 stellt die Magnetinduktion in Abhängigkeit von der Feldstärke bei verschiedenen Magnetabmessungen dar. Den verschiedenen Punkten auf diesem ermittelten Linienzug können nun jeweils bestimmte Werte der Magnetenergie auf der Kurvenschar  $B_m H_m = F(H_m)$  zugeordnet werden, die miteinander verbunden die Abhängigkeit der Magnetenergie bei verschiedenen Magnetabmessungen darstellen und die Funktion  $B_m H_m = G(H_m)$  liefern. Diese Funktion weist ein eindeutiges Maximum  $(B_m H_m)_{\max} = 2,75 \cdot 10^6 \text{ G Oe}$  auf, das den weiteren Untersuchungen zugrunde gelegt werden muß.

Die Kurve  $B_m H_m = G(H_m)$  wurde für den Nennpunkt des Motors aufgenommen. Aus dem Maximum dieser Kurve läßt sich die optimale permanente Zustandsgerade bestimmen. In dem beschriebenen Beispiel ist diese Kurve durch die optimalen Werte  $A_4$ ,  $A_3$  und  $B_p$  gegeben, wobei  $A_3$  den optimalen Nennbetriebspunkt des Magneten darstellt.

Da der Streufaktor  $\sigma$  und Carter-Faktor  $k_c$  nur als geschätzte Werte in die Rechnung eingingen, wird man im allgemeinen bei der ersten Auslegung des Magneten nicht genau die geforderte Luftspaltinduktion erreichen. Man wird deshalb für weitere Berechnungen, von den überschlägig ermittelten Magnetabmessungen ausgehend, über Flußmessungen die Luftspalt- und Magnetinduktion und damit den berichtigten Streufaktor und Carter-Faktor bestimmen. Die Messung ergab bei stromlosem Anker im Punkt  $A_1$  ein  $\sigma = 0,68$ , den Faktor  $k_c = 1,44$  und eine Luftspaltinduktion  $B_{Lu} = 2600 \text{ G}$ .

Aus Bild 9 geht hervor, daß der Arbeitspunkt, um optimale magnetische Verhältnisse im Nennbetriebspunkt des Magneten zu erhalten, eine um etwa 35 % größere Steigung haben muß. Da die Luftspaltinduktion im Punkt  $A_1$  um 4 % zu groß war, gleichzeitig bei den neuen Magnetabmessungen der  $B_m H_m$ -Wert von  $2,4 \cdot 10^6 \text{ G Oe}$ , also um 15 % anstieg, kann das Magnetvolumen nach Gl. (7) und (8) um 24 % kleiner gewählt werden. Es gelten also die Beziehungen  $F' L' = 0,76 F L$  und  $F'/L' = 1,35 F/L$ , wenn mit  $F'$  und  $L'$  die neuen Magnetabmessungen bezeichnet werden.

Aus den beiden Gleichungen ergibt sich, daß die Länge um 25 %, die Fläche des Magneten um 1 % vergrößert werden muß. Damit werden die neuen Magnetabmessungen  $L' = 1,9 \text{ cm}$  und  $F' = 3,1 \text{ cm}^2$ .

Meist genügt für die Bemessung diese zweite Näherung; wenn die Magnetabmessungen noch genauer bestimmt werden müssen, dann wird man nun mit diesen neuen Magnetabmessungen in der beschriebenen Art den Arbeitsbereich des Magneten erneut bestimmen und gegebenenfalls eine dritte Näherung durchführen. In den meisten Fällen kann die Veränderlichkeit des Streu- und Carter-Faktors in Abhängigkeit von den Magnetabmessungen und der Sättigung vernachlässigt werden, so daß man mit einer zweiten Näherung auskommt. Entsprechend kann der Magnet für den Anfahrbetriebspunkt optimal ausgelegt werden.

Wenn die Magnetabmessungen nicht willkürlich gewählt werden können, sondern z. B. aus Platzgründen eine bestimmte Form haben müssen, so liegt der Fall der vorgegebenen Arbeitsgeraden vor, der durch Auswahl eines bestimmten Magnetwerkstoffes weiter verfolgt werden muß. Bei all diesen Auswertungen über die Zustandskurven ist es wichtig, die Streuung der Kurven zu berücksichtigen; es ist deshalb zweckmäßig, bei diesen Berechnungen von Grenzstufen-Kennlinien auszugehen, die auf jeden Fall von den Magnetherstellern eingehalten werden können.

### Zusammenfassung

In der Abhandlung wird zunächst ganz allgemein gezeigt, nach welchen Gesichtspunkten ein Dauermagnet zu bemessen ist, wenn er einer wechselnden Belastung ausgesetzt wird. Bei kleinen Gleichstrommotoren, bei denen Dauermagnete die Feldspulen ersetzen, liegt das Grundproblem darin, den Betriebsbereich des Magneten auf die optimale permanente Zustandsgerade zu legen. Da sich bei Änderung der Magnetabmessungen die maßgebliche permanente Zustandsgerade verschiebt und somit der Energieinhalt des Magneten durch eine neue  $B_m H_m$ -Kurve beschrieben wird, muß das Maximum der Magnetenergie in Abhängigkeit von den Magnetabmessungen ermittelt und der weiteren Rechnung zugrunde gelegt werden. Für eine noch genauere Bestimmung der Magnetabmessungen ist die Veränderlichkeit des Streufaktors von der Magnetform in weiteren Rechnungsgängen zu berücksichtigen.

### Schrifttum

- [1] Fischer, I.: Abriß der Dauermagnetkunde. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1949.
- [2] Hennig, G.: Dauermagnettechnik. Franzis Verlag, München 1952.



## RUNDSCHAU

DK 621.316.99 : 621.311.4.025

**Sicherheit durch Erdung in Wechselstrom-Stationen. (Safety in A-C substation grounding.)** Nach AIEE Committee Report: Electr. Engng. Bd. 79 (1960) S. 65-67; 4 B., 1 Qu.

Die AIEE-Arbeitsgruppe 56,1 hat Berechnungsgrundlagen für die zulässigen Berührungs- und Schrittspannungen angegeben, die den von C. F. Dalziel ermittelten, höchstens noch zulässigen Körperstrom in Abhängigkeit von der Einwirkungszeit zur Grundlage haben, wonach der in Ampere gemessene Körperstrom

$$I_k = \frac{0,165}{\sqrt{t}}$$

ist, wenn für  $t$  der in Sekunden gemessene Zahlenwert eingesetzt wird<sup>1)</sup>. Wird der Körperwiderstand  $R_k$  zu 1000  $\Omega$  angenommen, und ist  $R_f$  der Erdungswiderstand einer Fußsohle (als Plattenerd gedacht), wobei der spezifische Erdwiderstand unmittelbar unter dem Fuß  $\varrho_s$  ist, so ist die Schrittspannung

$$E_s = (R_k + 2 R_f) \cdot \bar{I}_k = (1000 + 6 \varrho_s) \cdot \frac{0,165}{\sqrt{t}} = \frac{165 + \varrho_s}{\sqrt{t}},$$

wenn  $R_f \approx 3 \varrho_s$  gesetzt und für  $\varrho_s$  der in Ohmmeter gemessene Zahlenwert eingesetzt wird.

Bei der Berührung wird angenommen, daß beide Füße gegen Erde eine Parallelschaltung mit dem Widerstand  $1/2 \cdot 3 \varrho_s$  bilden, womit die Berührungsspannung

$$E_B = \frac{165 + 0,25 \varrho_s}{\sqrt{t}}$$

ist. Andererseits ist für ein Erdungsnetz die Schritt- bzw. Berührungsspannung in Abhängigkeit vom Fehlerstrom  $I$ , der gesamten Erderlänge  $l$  in Metern und dem spezifischen Erdwiderstand  $\varrho$  des Erdreiches um die Erde:

$$E_s = K_s K_i \varrho \cdot \frac{I}{l}; \quad E_B = K_m K_i \varrho \cdot \frac{I}{l}.$$

$K_s$  und  $K_m$  sind Koeffizienten, welche die Anzahl der Erder, deren Abstand, Eingrabbtiefe und Durchmesser berücksichtigen.  $K_i$  ist ein Koeffizient, der die in den einzelnen Erdern der Anlage verschiedenen Teilstromstärken erfaßt (z. B. führt die Erdungsanlage am Rande mehr Strom ab als in der Mitte). Für 0,5 m Eingrabbtiefe sind  $K_s \approx 0,42$ ,  $K_m \approx 0,80$  und für 1,0 m Tiefe  $K_s \approx 0,26$ ,  $K_m \approx 0,71$ . Der Faktor  $K_i$  liegt je nach der Art des Netzes, ob grob oder feiner unterteilt, zwischen 1,15 bis 2,25.

Aus den beiden Formeln für die Berührungsspannung folgt die erforderliche Mindestlänge der zu verlegenden Erder:

$$l = \frac{K_m K_i \varrho I \sqrt{t}}{165 + 0,25 \varrho_s}$$

Es wird geraten, auf jeden Fall nach Erstellung einer Anlage Messungen mit Erderströmen von etwa 100 A durchzuführen und die Berührungsspannungen mit Nachbildung des Körperwiderstandes sowie des Erdungswiderstandes der Fußsohlen zu ermitteln, da die Vorausberechnungen nur rohe Anhaltswerte ergeben können.

Hierzu ist zu bemerken, daß die VDE-Vorschrift 0141/11.58 in ihrer nach dem Kriege durchgeführten Neubearbeitung die Berührungs- und Schrittspannungen bei Anlagen mit starrer Sternpunktterdung ebenfalls in Abhängigkeit von der Abschaltzeit des Fehlerstromes angibt. Die dabei zugelassenen Werte liegen jedoch niedriger als die nach der Formel von Dalziel möglichen, die gerade bis an die untere Grenze des Herzkammerflimmerns heranreichen. Die VDE-Werte berücksichtigen auch nicht den mildernden Einfluß des Übergangswiderstandes der Fußsohlen, sie setzen überdies nur 60 bis 70 % des nach Dalziel zulässigen Körperstromes voraus unter Annahme nackter Fußsohlen

<sup>1)</sup> Die Zahlenwertgleichungen in diesem Referat sind der amerikanischen Originalarbeit entnommen. Es wurde darauf verzichtet, sie in die vom AEF bevorzugt empfohlene Schreibweise als Größengleichung umzuformen.

ohne Übergangswiderstand, so daß ein erheblicher Abstand von der Gefahrgrenze durch die VDE-Berührungs- und Schrittspannungen gewährleistet ist.

Kc

DK 62-79 : 621.165

**Neue Meßeinrichtungen zum Registrieren der Drehzahl, Exzentrizität, Ausdehnung und Vibration von Turbinen. (New instrument systems for recording turbine speed, eccentricity, expansion and vibration.)** Nach Harriman, H. A., u. Longenecker, D. M.: Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (III) Bd. 78 (1960) S. 1626-1634; 11 B., 2 Taf., 13 Qu.

Es wird gefordert, daß der Betriebszustand großer Dampfturbinen an vielen Meßstellen überwacht wird, wobei die einzelnen Meßwerte nicht nur angezeigt und registriert werden müssen, sondern auch rechtzeitig Gefahrenwarnung beim Überschreiten von Höchstwerten gegeben werden soll. Der vorliegende Aufsatz beschreibt eine Einheits-Meßausrüstung an Turbinen mit Leistungen von 80 MW und mehr für die im Titel angegebenen Meßgrößen.

Die Anzeigestation faßt alle erforderlichen Meß- und Registriergeräte sowie sämtliche Zusatzgeräte, Schalter und Kontrollrichtungen zusammen. Die wesentlichsten Instrumente sind zwei große schreibende Geräte, von denen das eine ein Zweifach-Linienschreiber, das andere ein Vielfach-Kompensations-Punktplotter ist. Mit ihnen werden sämtliche Meßwerte teils durch zyklisches Abfragen der einzelnen Geber, teils durch automatisches Umschalten beim Übergang vom einen in den anderen Betriebszustand (z. B. vom Leerlauf in den Parallelbetrieb des Generators am Netz) registriert. Die Schreiber sind mit Grenzkontakten ausgerüstet, die auf geeignete Alarmvorrichtungen arbeiten.

Außer Drehzahlgebern und Widerstands-Ferngebern werden für die Schieberstellung verschiedene Spezialgeber verwendet, z. B. zum Messen der Exzentrizität der Welle oder der Ausdehnung des Turbinengehäuses. Besondere Schaltungen und Meßverfahren sind erforderlich, um die Meßwerte über den ganzen Betriebsbereich, etwa vom Anlauf bis zur synchronen Drehzahl, registrierbar zu machen.

Bei der Anlage ist besonderer Wert gelegt auf lange Lebensdauer und Zuverlässigkeit der Einzelgeräte, große Anpassungsfähigkeit, einfache Bedienung und übersichtliche und raumsparende Anordnung. Deshalb werden beispielsweise möglichst wenig Röhren und nur ein Röhrentyp verwendet. Einschubeinheiten ermöglichen bei Störungen raschen Austausch. Für alle Meßkreise sind außerdem Prüf-einrichtungen eingebaut, so daß größtmögliche Sicherheit gewährleistet wird.

Ot

DK 621.375.432.3

**Die untere Grenzfrequenz einer stabilisierten Verstärkerstufe mit Transistor oder Röhrenpentode.** Nach Steimle, W.: Nachrichtentechn. Z. Bd. 13 (1960) S. 473-474; 6 B., 1 Qu.

Der Arbeitspunkt einer Verstärkerstufe wird meistens durch eine Gleichstrom-Gegenkopplung stabilisiert, bei Röhren in Kathodenbasisschaltung durch den Kathodenwiderstand, bei Transistoren in Emitterschaltung mittels eines Emittterwiderstandes. Dieser Stabilisierungswiderstand wird in der Regel durch einen Kondensator überbrückt. Für das Verstärkerelement wird eine Ersatzschaltung gewählt, die auf den Transistor zugeschnitten ist, durch Grenzübergänge aber auch die Pentode zu erfassen gestattet.

Die Ortskurve der Steilheit einer Transistor-Verstärkerstufe in Emitterschaltung mit RC-Glied in der Emittterleitung wird angegeben und die untere Grenzfrequenz berechnet. Es zeigt sich, daß sie näherungsweise gleich der 45°-Frequenz der Reihenschaltung des Emittterkondensators mit dem inneren Emittterwiderstand des Transistors ist. Die gefundenen Ergebnisse werden durch Grenzübergänge für die Röhrenpentode mit Kathodenwiderstand nutzbar gemacht.

Bei einer Niederfrequenz-Verstärkerstufe, die mit einem Transistor bestückt ist und einen Emittterstrom größer als 1 mA hat, würde der Emittterkondensator untragbar groß. Man schaltet daher zu der Parallelschaltung von Stabilisierungswiderstand und Kondensator einen weiteren Widerstand in Reihe. Dadurch wird die untere Grenzfrequenz nicht mehr so sehr von dem stark temperaturabhängigen Emittterwiderstand beeinflusst.

Hlk

## VERBANDSNACHRICHTEN

### VDE

#### Verband Deutscher Elektrotechniker

Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21

Fernruf: 60 341; Fernschreiber (Telex): 04-12 871;

Telegramm-Kurzanschrift: Elektrobund;

Postscheckkonto: Frankfurt a. M. 388 68.

#### Entwurf 2 einer Änderung a von VDE 0168/1. 57 „Vorschriften für Errichtung und Betrieb ortsveränderlicher Gewinnungs- und Fördergeräte mit Zubehör sowie rückbarer Bahnanlagen über Tage, in Tagebauen und ähnlichen Betrieben“

Die VDE-Kommission 0168 unter Vorsitz von Dr.-Ing. habil. *Thielen* hat den Entwurf einer Änderung a von VDE 0168/1. 57 ausgearbeitet. Es ist beabsichtigt, diesen zum 1. Januar 1962 in Kraft zu setzen.

Der Entwurf kann unter der Bezeichnung VDE 0168 a/... 61, Entwurf 2, vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 1,20 DM bezogen werden.

Einsprüche gegen den Entwurf sowie gegen den geplanten Termin für den Geltungsbeginn können bis zum 30. September 1961 bei der VDE-Vorschriftenstelle, Frankfurt a. M., Stresemannallee 21, eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Vorsitzende  
*Thielen*

VDE-Vorschriftenstelle  
*Weise*

#### Entwurf der Änderung b von VDE 0271 „Vorschriften für Kabel mit Gummiisolierung und Gummimantel oder mit Kunststoffisolierung und Kunststoffmantel für Starkstrom- anlagen“

Der Arbeitsausschuß „Starkstromkabel“ der VDE-Kommission „Kabel und Leitungen“ hat unter Vorsitz von Dr. phil. G. Buß den Entwurf einer Änderung b von VDE 0271/4. 60 (entspricht VDE 0271/5. 58 mit der Änderung VDE 0271 a/4. 60) ausgearbeitet. Die VDE-Kommission „Kabel und Leitungen“ hat diesem Entwurf auf ihrer letzten Sitzung zugestimmt. Der Entwurf enthält Erweiterungen, Einschränkungen und Klarstellungen der bisherigen Fassung.

Als Geltungsbeginn dieser Änderung ist der 1. Januar 1962 vorgesehen. Der Entwurf kann unter der Bezeichnung VDE 0271 b/... 61 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 0,90 DM bezogen werden.

Einsprüche gegen den Entwurf sowie gegen den Termin für den Geltungsbeginn können bis zum 15. September 1961 der VDE-Vorschriftenstelle, Frankfurt a. M., Stresemannallee 21, eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Kommissionsvorsitzende  
*von Wiarda*

VDE-Vorschriftenstelle  
*Weise*

#### Entwurf 2 von VDE 0427 „Vorschriften für Spannungssucher für 3 kV und darüber in elektrischen Innenanlagen“

Die VDE-Kommission 0427 hat die seinerzeit gegen VDE 0427/...56 Entwurf 1 eingegangenen Einsprüche ordnungsgemäß beraten. Die Arbeiten konnten jedoch nicht abgeschlossen werden, da für die vorgesehene Neufassung wichtige Punkte sich bei den abschließenden Beratungen der Neufassungen von VDE 0101 und VDE 0111 änderten. Nach Vorliegen der Neufassungen von VDE 0101 und VDE 0111 hat die VDE-Kommission 0427 unter Vorsitz von Dipl.-Ing. K. Sauer mann nunmehr den 2. Entwurf ausgearbeitet. Es ist beabsichtigt, die Neufassung zum 1. Januar 1962 in Kraft zu setzen. Einen Einführungsaufsatz zu VDE 0427/...61, Entwurf 2, enthält dieses Heft auf Seite 488-489.

Der Entwurf kann unter der Bezeichnung VDE 0427/...61, Entwurf 2, vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 1,20 DM bezogen werden.

Einsprüche gegen den Entwurf sowie gegen den Termin für den Geltungsbeginn können bis zum 30. September 1961 bei der VDE-Vorschriftenstelle, Frankfurt a. M., Stresemannallee 21, eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Vorsitzende  
*Sauer mann*

VDE-Vorschriftenstelle  
*Weise*

#### Änderung von VDE 0265/11. 58 „Vorschriften für Kabel mit Gummi- oder Kunststoffisolierung sowie mit Bleimantel für Starkstromanlagen“

Der Arbeitsausschuß „Starkstromkabel“ der VDE-Kommission „Kabel und Leitungen“ hat unter Vorsitz von Dr. phil. G. Buß beschlossen, zwecks Angleich an die nachstehend angekündigte Änderung b von VDE 0271 den Absatz f) des § 5 von VDE 0265/11. 58 wie folgt neu zu fassen, wobei die hinzugefügten Worte gesperrt gedruckt sind:

f) Bei Vielleiterkabeln, das sind Kabel mit mehr als 4 Adern, müssen eine Ader rot und in jeder Lage zwei neben-einanderliegende Adern (Zählader und Richtungsader) blau bzw. gelb, die übrigen Adern hellgrau gekennzeichnet sein.

Einsprüche gegen diese Änderung können bis zum 15. September 1961 der VDE-Vorschriftenstelle, Frankfurt a. M., Stresemannallee 21, eingereicht werden (doppelte Ausfertigung) erbeten.

Der Kommissionsvorsitzende  
*v. Wiarda*

VDE-Vorschriftenstelle  
*Weise*

#### Einspruchsfristen zu Entwürfen von VDE-Bestimmungen

**VDE 0250 c/...61 Isolierte Starkstromleitungen (Änderung),**

**VDE 0283 d/...61 Probeweise verwendbare isolierte Starkstromlei-  
tungen (Änderung),**

angekündigt in ETZ-A Bd. 82 (1961) H. 11, S. 360,

Einspruchsfrist bis 1. August 1961.

### Mitteilungen der VDE-Bezirksvereine

#### VDE-Bezirksverein Frankfurt am Main

Am 9. Mai 1961 wurde der Vorstand des VDE-Bezirksvereins Frankfurt am Main neu gewählt. Er setzt sich nunmehr wie folgt zusammen:

Erster Vorsitzender: Abt.-Präsident Dipl.-Ing. *Alexander Hachmeister*; stellvertretender Vorsitzender und Schriftführer: Dipl.-Ing. *Hans Rudolf Johannsen*; Kassenwart und Leiter der Geschäftsstelle: Direktor *Alexander Dolch*; Vortragswart: Dipl.-Ing. *Gerd Heuser*; Festwart: Dipl.-Ing. *Theo Dabrowski*; Werbewart: Dipl.-Ing. *Werner Horn*; Schriftleiter des Mitteilungsblattes: Direktor *Botho Fleck*.

Die Leiter der Zweigstellen sind: Dr.-Ing. *Max Honnens* für Darmstadt; Obering. *K. Lieberwirth* für Gießen und Dipl.-Ing. *Alfred Kaiser* für Mainz.

#### VDE-Bezirk Hamburg e. V.

Der VDE-Bezirk Hamburg e. V. veranstaltete am 31. Mai 1961 eine ganztägige Vortragsreihe unter dem Thema „Elektrotechnik im Hamburger Hafen“. Vier Vorträge (Prok. Dipl.-Ing. *Müller-Guntrum*: „Starkstromversorgung“; Oberbaurat Dipl.-Ing. *Mannitz*: „Umschlaganlagen, besonders Stückgutkräne“; Baurat Dipl.-Ing. *Bätge*: „Elektrotechnik und Hafenbahn“; Oberbaurat Dr. *Krause*: „Nachrichtentechnik“) gaben einen umfassenden Überblick über die Bedeutung der Elektrotechnik für einen großen Seehafen. Das Interesse der zahlreichen Teilnehmer spiegelte sich in ausgiebigen Diskussionen wider.

#### VDE-Bezirk Westfalen-Ost e. V.

Am 22. März 1961 wurde der erweiterte Vorstand des VDE-Bezirks Westfalen-Ost in folgender Zusammensetzung gewählt.

Erster Vorsitzender: Obering. *Erich von den Heuvel*; stellvertretender Vorsitzender und Stützpunktleiter Osnabrück: Dipl.-Ing. *Günther Breitenreiter*; Kassenwart: Ing. *Karl Rothmann*; Schriftführer: Dipl.-Ing. *Günter Brandt*; Vortragswart: Oberbaurat Dipl.-Ing. *Gustav Teubel*.

#### ETV Württemberg e. V. im VDE

Die diesjährige Mitgliederversammlung des Elektrotechnischen Vereins Württemberg fand am 21. März 1961 statt, auf der eine Ergänzungswahl durchgeführt wurde. Der Vorstand besteht aus dem ersten Vorsitzenden Prof. Dr. *Bader*, dem stellvertretenden Vorsitzenden Direktor Dr. G. *Rayhrer* und dem Schriftführer Dipl.-Ing. M. *Schubert*.

Am 1. Januar 1961 betrug die Gesamtzahl der Mitglieder des ETV Württemberg 1419, davon 473 NTG-Mitglieder, 215 Jungmitglieder und 68 Korporativmitglieder.

Anschließend an die Mitgliederversammlung fand ein Vortrag von Direktor Dr.-Ing. E. h. Dipl.-Ing. *H. Thörner*, Frankfurt a. M., über „Eindrücke in Wort und Bild von einer Reise quer durch Rußland“ statt.



# ERLÄUTERUNGEN ZU VDE-BESTIMMUNGEN

## Vorschriften für Spannungssucher für 3 kV und darüber in elektrischen Innenanlagen, zum Entwurf 2 von VDE 0427/... 61

Von Karl Sauermann, Braunschweig\*)

Der Entwurf 1 von VDE 0427 ist bereits im Jahre 1956 zum Einspruch veröffentlicht<sup>1)</sup> worden. Nur wenige Einsprüche gingen ein und ließen sich berücksichtigen. Zur Inkraftsetzung konnte der Entwurf seinerzeit aber dem VDE-Vorstand nicht mehr vorgelegt werden, weil sich — als Folge der Anpassung der VDE-Vorschriften an die internationalen Empfehlungen — wichtige, den Entwurf unter Umständen entscheidend beeinflussende Änderungen ankündigten. Da in der Zwischenzeit auch ein Spannungssucher mit akustischer Anzeige angeboten wird, galt es zu prüfen, ob und unter welchen Voraussetzungen auch diese neuartigen Geräte in die Vorschrift einbezogen werden können. Als Arbeitsergebnis ihrer bisherigen 13 Sitzungen legt die Kommission der Öffentlichkeit nun den Entwurf 2 zum Einspruch vor. Die wichtigsten Änderungen und Neuerungen sind in den nachstehenden Punkten zusammengefaßt.

- Der Entwurf 1 enthält noch den Begriff des „überbrückungssicheren“ Spannungssuchers, der sich auf die in VDE 0101/V.43 § 18 g angegebenen Mindestabstände bei Innenraumanlagen stützt. Unter überbrückungssicheren Spannungssuchern wurden solche Geräte verstanden, die zwischen Prüfelektrode und Annäherungsgrenze (roter Ring) außer den zu prüfenden Anlagenteilen gleichzeitig auch andere unter Spannung stehende oder geerdete Anlagenteile berühren durften, wenn in diesen Anlagen die angegebenen Mindestabstände nicht unterschritten waren. Für die bisher zugelassenen Mindestabstände war die Herstellung von überbrückungssicheren Spannungssuchern möglich.
- Bei der internationalen Angleichung der Vorschriften wurden vom VDE die bisher zulässigen Mindestabstände für Luftisolation geändert (vgl. VDE 0101/7.60 § 18 a Tafel 1). Für Innenanlagen mit Spannungen zwischen 3 und 20 kV (Reihe S) brachten diese Änderungen sogar Verringerungen der Mindestabstände um 11 bis 27,5 % gegenüber den bisherigen Werten.
- Neuerdings dürfen fabrikfertige Innenanlagen mit noch kleineren Mindestabständen als unter 2. angegeben gebaut werden, wenn das Isoliervermögen der Anlage entsprechend VDE 0111 im Lieferwerk nachgewiesen wird (vgl. VDE 0101/7.60 § 18 a und § 23).
- Es zeigte sich aber schon bald, daß für die verringerten Mindestabstände in Luft nach 2. Spannungssucher der bisherigen Art in überbrückungssicherer Ausführung nicht hergestellt werden können.
- Dieses gilt in noch stärkerem Maße für fabrikfertig geprüfte Anlagen nach VDE 0101/7.60 § 23, bei denen diese verminderten Mindestabstände sogar bis nahe an die Grenze des physikalisch Erreichbaren verringert werden dürfen. Es ist leicht einzusehen, daß bei solch eng gebauten Anlagen unter Umständen schon das Einbringen eines hochwertigen Isolierstabes genügt, um durch Feldverzerrung einen Überschlag in der Anlage hervorzurufen. Erst recht gilt dies für das Einbringen von Spannungssuchern, da diese ja zusätzliche Metallteile — Anzeigegerät und Prüfelektrode — haben und dadurch um so leichter Überschläge verursachen können.
- Diesen Schwierigkeiten glaubt die Kommission VDE 0427 nur dadurch begegnen zu können, daß sie im neuen Entwurf 2 für die Verwendung von Spannungssuchern folgende Einschränkungen vorsieht:
  - sie dürfen nur in Anlagen benutzt werden, deren Mindestabstände die der jeweiligen Nennspannung zugeordnete Schlagweite der Pegelfunkstrecke gemäß VDE 0111/2.61 § 16 Tafel 5 — volle Isolation, Kennbuchstabe N — nicht unterschreiten (Tafel 1);

Tafel 1. Mindestabstände der Schlagweite der Pegelfunkstrecke nach VDE 0111/2.61, Tafel 5.

Reihe	6 N	10 N	15 N	20 N	25 N	30 N	45 N	60 N	110 N
Schlagweite mm	60	86	115	155	180	220	305	400	750

- sie sind nur mit der Prüfelektrode an den zu prüfenden Anlagenteil anzulegen oder anzunähern, ohne daß sie dabei anderen Anlagenteilen mehr als der Schlagweite entspricht angenähert werden dürfen.

Mit diesen beiden Einschränkungen ist die gewisse freizügige Verwendung von Spannungssuchern — sofern nur Nennspannung und Frequenz der Geräte mit derjenigen der Anlage übereinstimmen —, wie sie in den „überbrückungssicheren“ Spannungssuchern vorgesehen war, fortgefallen.

- Aus dem Gesagten könnte man leicht den Schluß ziehen, daß das Verwenden von Spannungssuchern allgemein keine ungefährliche Angelegenheit mehr ist. Die Erfahrungen haben aber gezeigt, daß selbst manche Spannungssucher älterer Ausführung in Anlagen mit den bisher zulässigen Mindestabständen dann keine Gefahr für den Anwender oder die Anlage bedeuten, wenn außer dem zu prüfenden Anlagenteil noch andere unter Spannung stehende oder geerdete Anlagenteile berührt werden. Den verschärften Bedingungen durch die unter 2. erwähnten verringerten Mindestabstände nach VDE 0101 wird nun soweit möglich dadurch Rechnung getragen, daß für Spannungssucher, die den neuen Vorschriften entsprechen, eine besondere Typenprüfung des Anzeigeorgans vorgesehen ist.
- In Anlagen jedoch, die mit verringerten Mindestabständen nach 2. gebaut werden, muß aus Sicherheitsgründen auf die Einhaltung der unter 6. a) und b) angegebenen einschränkenden Bestimmungen geachtet werden. Das gilt besonders in Anlagen für Spannungen von etwa 3 bis 20 kV, da für diese die zulässigen Mindestabstände am stärksten verringert wurden.
- Bei fabrikfertig geprüften Anlagen nach 3. können im allgemeinen zur Feststellung des spannungsfreien Zustandes der Anlage im Sinne von VDE 0105 Teil 1/11.60 § 7 c 3.11 keine Spannungssucher der bisherigen Art aus den unter 5. angegebenen Gründen benutzt werden.

Hier ist der spannungsfreie Zustand auf andere Weise festzustellen, wobei zweckmäßig schon bei der Konstruktion der Anlage geeignete Maßnahmen vorgesehen werden. Als solche sind z. B. zu nennen:

- Besonders gekennzeichnete Anlagepunkte für Spannungssucher sind so anzubringen, daß gefahrlos geprüft werden kann.
- Es werden Hochspannungsanzeiger — z. B. Glimmröhren — für die drei unter Spannung stehenden Sammelschienen fest eingebaut.
- Die einzelnen Zellen werden ausfahrbar eingerichtet, so daß sie in ausgefahrenem Zustand spannungsfrei sind.

Selbstverständlich ist in Zellen mit mehrseitiger Einspeisungsmöglichkeit dafür zu sorgen, daß die Spannungsfreiheit für jeden Speisepunkt ermittelt werden kann.

Lassen sich in Ausnahmefällen keine geeigneten konstruktiven Maßnahmen finden, so sind besondere Vereinbarungen zwischen Hersteller und Anwender zu treffen.

- Inzwischen ist auch ein Spannungssucher mit akustischer Anzeige zu haben, dessen Summertone von rd. 1000 Hz verstummt, sobald der Spannungssucher in ein elektrisches Feld ausreichender Stärke hineingehalten wird. Im allgemeinen braucht dieses Gerät dem zu prüfenden Anlagenteil nur mehr oder weniger genähert zu werden, um dessen Spannungszustand durch Verstärken des Summertones anzuzeigen. Es muß selbstverständlich so gebaut sein, daß es im Zweifelsfalle auch angelegt werden kann. Bei spannungsfreiem Zustand des Anlageteiles bleibt der Summertone bestehen. Tonlosigkeit des Gerätes, z. B. durch Versagen der eingebauten Stromquelle, bedeutet also hierbei keine Gefahr, da das Schweigen des Gerätes als Zeichen für vorhandene Spannung gilt, also zur Vorsicht mahnt.

Die Kommission hat sich nach eingehender Prüfung entschlossen, dieses Gerät als Spannungssucher nach VDE 0427 gelten zu lassen und hat zusätzliche Bestimmungen für die Wahrnehmbarkeitsprüfung bei akustischer Anzeige in die Vorschrift aufgenommen.

- Der Spannungssucher mit optischer Anzeige, d. h. Glimmlampe, ist inzwischen weiterentwickelt worden, so daß er jetzt wahlweise auch mit Blinklicht geliefert werden kann, wodurch die Wahrnehmbarkeit verbessert wurde.

\*) Dipl.-Ing. K. Sauermann ist Vorsitzender der VDE-Kommission 0427 „Spannungssucher für 3 kV und darüber“.

1) Ausführliche Erläuterungen des Verfassers zum früheren Entwurf enthält die Zeitschrift „Elektro-Anzeiger“ Ausg. A Jg. 1956, S. 188–191, die noch als Sonderdruck von der Berufsgenossenschaft der Feinmechanik und Elektrotechnik, Braunschweig, Lessingplatz 13, kostenlos bezogen werden kann.



12. Ganz bewußt wird auch im Entwurf 2 daran festgehalten, daß die Bestimmungen für Spannungssucher nicht als Regeln oder Leitsätze, sondern als Vorschriften herauskommen. Damit soll den Herstellern die Möglichkeit gegeben werden, vorschriftsmäßige Spannungssucher mit dem VDE-Zeichen versehen zu lassen, um damit auch äußerlich zu kennzeichnen, daß sie VDE 0427 voll entsprechen.

## BEKANNTMACHUNG

### Entschließung des Deutschen Verbandes technisch-wissenschaftlicher Vereine zur Förderung der Natur- und Ingenieurwissen- schaften in der Bundesrepublik Deutschland

Der Deutsche Verband technisch-wissenschaftlicher Vereine hält es für dringend erforderlich, daß die politischen Instanzen der Bundesrepublik die bisherigen Maßnahmen und Einrichtungen zur Förderung der natur- und ingenieurwissenschaftlichen Forschung in allen Stufen ergänzen und ordnen.

1. Der Deutsche Verband technisch-wissenschaftlicher Vereine ist der Ansicht, daß dies die Gründung einer neuen Institution im staatlichen Bereich erfordert, die die Erfahrungen der bisher bestehenden Einrichtungen, Organisationen, Bundes- und Landesressorts nutzt und zweckmäßiger zusammenfaßt.

2. Der Deutsche Verband technisch-wissenschaftlicher Vereine hält eine solche Einrichtung nur dann für arbeitsfähig, wenn sie die erforderlichen Zuständigkeiten und haushaltsrechtlichen Möglichkeiten im Rahmen eines Bundesministeriums oder einer gleichrangigen Einrichtung besitzt.

3. Der Deutsche Verband technisch-wissenschaftlicher Vereine will mit diesen Vorschlägen dazu beitragen, daß in der Bundesrepublik das vorhandene natur- und ingenieurwissenschaftliche Potential verantwortlich und repräsentativ an nationalen und internationalen Aufgaben beteiligt werden kann, daß die Verwaltungspraxis bei der Förderung des Potentials einen möglichst hohen Wirkungsgrad erreicht und daß die Anforderungen des Staates und der Wirtschaft an die Natur- und Ingenieurwissenschaften im Hinblick auf die zukünftige Entwicklung erfüllt werden können.

Der Deutsche Verband technisch-wissenschaftlicher Vereine bittet die Bundesregierung, in diesem Sinne tätig zu werden.

Deutscher Verband  
technisch-wissenschaftlicher Vereine

Für den Vorstand

Dr.-Ing. H. Kost Prof. Dr.-Ing. H. Schenck Prof. Dr.-Ing. E. Wiberg

#### Begründung

Die Bedeutung der Natur- und Ingenieurwissenschaften für die Existenz und die Entwicklung einer Nation ist heute allgemein anerkannt. Die personellen und materiellen Aufgaben und Aufwendungen zur Förderung dieser Wissenschaften und ihrer Anwendungen haben im privaten und öffentlichen Bereich einen Umfang angenommen, der eine Koordination der verschiedenen Anstrengungen zwingend erfordert. Alle Nationen, die in diese unaufhaltbare Entwicklung einbezogen sind, versuchen in den letzten Jahren verantwortliche universale Institutionen zu errichten oder haben sie bereits geschaffen, die die Bemühungen um die naturwissenschaftliche und technische Entwicklung zusammenfassen. Historische und strukturelle Gründe bedingen bei uns ein Neben- und manchmal sogar Gegeneinander staatlicher Notwendigkeiten und tatsächlicher Verhältnisse. Die hieraus entstehenden Nachteile wiegen um so schwerer, als sich die Bundesrepublik nach zwei Weltkriegen unter sehr schweren Startbedingungen wieder in den inzwischen erreichten Stand der Natur- und Ingenieurwissenschaften einfügen mußte.

Die Gründe, die einer besseren Koordination in der Bundesrepublik entgegenstehen, beruhen vor allem in der Furcht vor einer staatlichen Planung und Lenkung der Forschung und vor einer zentralistischen Verwaltungspraxis. Sie sollten in ihrer Bedeutung nicht unterschätzt werden.

Der Deutsche Verband technisch-wissenschaftlicher Vereine ist aber der Meinung, daß sich eine koordinierende Einrichtung in einer organisatorischen Form finden läßt, die die volle Freiheit von Forschung und Lehre und der Entwicklung der Wissenschaften ermöglicht. Der Deutsche Verband technisch-wissenschaftlicher Vereine ist überzeugt, daß eine stärkere Beteiligung bestehender Selbstverwaltungsorganisationen die Koordinierung erleichtert.

Die erfreuliche und wünschenswerte Vielfalt der staatlichen und privaten Institutionen und Organisationen in Bund und Ländern hat in der Förderung der reinen und angewandten Forschung zweifellos in den letzten Jahren Erfolg gehabt. Dies ist durch Zu-

schüsse der öffentlichen Hand für Schwerpunkte der Entwicklung besonders wirksam gestaltet worden.

Es fehlt aber eine Einrichtung, die die Erfordernisse und Möglichkeiten der einzelnen Wissenschaften in einem großen Rahmen zusammenfaßt, intern abstimmt und gegebenenfalls innen- und außenpolitisch verwertet.

Die teils aus verfassungsrechtlichen oder gesetzlichen Gründen erzwungene, teils durch die Praxis entstandene Komplikation in der Förderung der Forschung wirkt erschwerend und vertuernd auf alle Maßnahmen und Pläne, die den einzelnen Wissenschafts- und Forschungsgebieten zugute kommen sollen.

Die Bundesrepublik Deutschland wird in steigendem Maße auf Grund ihrer internationalen Verpflichtungen und der sozialen Entwicklung gezwungen sein, mit ihren Kräften hauszuhalten und sie nach Möglichkeit zu steigern. Natur- und Ingenieurwissenschaften beruhen zunehmend auf internationaler Zusammenarbeit und gegenseitigem Erfahrungsaustausch. Hierdurch werden wissenschaftliche und materielle Mittel sinnvoller genutzt und Arbeiten an Forschungsprojekten ermöglicht, deren Umfang die Kräfte und die Verantwortung einzelner Gelehrter, wissenschaftlicher Fachsparten und den nationalen Rahmen übersteigt.

Die Bundesregierung verfügt über kein Organ, das in wissenschaftlichen und Forschungsfragen auf internationaler Basis die deutschen Interessen unmittelbar, rasch, wirksam und verantwortlich vertreten kann. Der Deutsche Verband technisch-wissenschaftlicher Vereine befürchtet, daß nicht wiedergutzumachende Schäden für die Zukunft der Bundesrepublik entstehen, wenn die Gründung einer solchen zusammenfassenden Institution noch länger hinausgeschoben wird. Der Deutsche Verband technisch-wissenschaftlicher Vereine als Vertreter der deutschen technisch-wissenschaftlichen Vereine aller Fachrichtungen erwartet, daß die politischen Instanzen der Bundesrepublik diese Frage aufgreifen und eine organisatorische Lösung finden, die den Erfordernissen des Staates und der Wissenschaft entspricht.

## PERSÖNLICHES

**G.-A. Sorgenfrei †.** — Am 21. Mai 1961 starb nach schwerer Krankheit Oberg. *Gustav-Adolf Sorgenfrei* im Alter von 61 Jahren. Seit 1921 war er bei Siemens & Halske AG tätig. Zuerst als Monteur, nach seinem Studium als Montageingenieur. 1940 wurde *G.-A. Sorgenfrei* zum Obergingenieur ernannt. Über 10 Jahre hat er in der VDE-Kommission 0800 „Fernmeldeanlagen“ tatkräftig mitgearbeitet und war Vorsitzender des Arbeitsausschusses „Geräte und Anlagen“. Durch seine zielbewußte Arbeit hat er das VDE-Vorschriftenwerk maßgeblich beeinflusst.

fi

## JUBILÄEN

**F. Bertuch.** — Am 1. Mai 1961 feierte Oberg. *Fritz Bertuch* bei der Firma Fritz Hofmann GmbH, Röntgenwerk Erlangen, sein 25-jähriges Dienstjubiläum.

Bereits im Jahre 1926 trat der Jubilar erstmals in diese Firma ein, nachdem er im August 1923 einem Ruf als Laboratoriums-Ingenieur zu den Veifa-Werken AG, Frankfurt/Main gefolgt war, womit er in das technisch-wissenschaftliche Arbeitsgebiet des als Pionier auf dem Röntgen-Fachgebiet im In- und Ausland bekannten Prof. Dr. F. Dessauer kam. Dieses überaus vielseitige physikalisch-medizinische Grenzgebiet wurde für sein Berufsleben Bestimmung. Neben umfangreichen Untersuchungen experimenteller und mathematischer Art auf dem Strahlengebiet zählte Berechnung und Bau von Transformatoren für Röntgen-Apparate und Anwendungsgebiete verschiedener Hochschulinstitute zu seinem weitgreifenden Tätigkeitsfeld.

Ab 1926 begann in Erlangen eine umfassende und kraftvolle Entwicklungstätigkeit.

In dieser Zeit betrieb *F. Bertuch* sowohl die Entwicklung von Apparaten innerhalb der Fabrik als auch die mit umfangreichen Reisen verbundenen Montagen am Aufstellungsort, bis durch zahlreiche, im Rahmen des Unternehmens veranstaltete, von ihm geleitete Kurse zur Ausbildung von Ingenieuren und Monteuren auf dem Röntgen-Fachgebiet Helfer allmählich heranwuchsen.

Das Unternehmen blieb von den Auswirkungen der Weltwirtschaftskrise des Jahres 1931 nicht verschont, an deren Überwindung innerhalb des Werkes der Jubilar wesentlichen Anteil hatte.

In den Jahren 1932/33 kombinierte *Bertuch* eine Diagnostik-Einrichtung nach der nomogrammatistischen Arbeitsweise. Die nach



diesem Verfahren arbeitenden „Selector-Apparate“ bilden die Grundlage für die automatischen Diagnostik-Apparate überhaupt.

Außer dieser Tätigkeit im Werk Erlangen übernahm er inzwischen zum Oberingenieur Beförderung ab Mitte der 30er Jahre über 8 Jahre die elektrotechnische Auflage der Planung und Leitung der Elektrifizierung des Großbetriebes Georg Friedr. Hofmann GmbH, Erlangen-Bruck (jetzt Frieseke & Hoepfner GmbH), mit dem Bau von 2 Umspannstationen und sämtlichen elektrischen Versorgungs- und Prüfanlagen für Spezial-Apparate und -Maschinen.

Dem rasch ansteigenden Stand der Technik nach 1947 folgten neue Apparat-Ausführungen, so daß anlässlich der Ausstellungen der deutschen und internationalen Radiologen-Kongresse ein geschlossenes Programm von Diagnostik-Apparaten vorgestellt werden konnte.

ii

**Ed. Hartmann.** — In diesen Tagen kann die Firma Ed. Hartmann, Fabrik für Feinmechanik und Elektrotechnik, Schornbach, auf ihr 25-jähriges Bestehen zurückblicken. Im Jahre 1936 gründete der heutige Inhaber in seiner Heimatgemeinde Nieder-Ramstadt, Kreis Darmstadt, eine mechanische Werkstätte und beschäftigte sich mit der Auswertung eines patentierten Schreibgerätes sowie mit der Herstellung ähnlicher Erzeugnisse.

Im Zuge einer engeren Zusammenarbeit zwischen Fabrikation und Verkauf wurde im Jahr 1942 der Betrieb nach Schornbach verlegt.

Mit der Entwicklung von Mikroschaltgeräten wurde 1953 die Produktion auf das Gebiet der Elektrotechnik ausgedehnt. Ein guter Absatz brachte dem Unternehmen, das heute 70 Arbeitskräfte beschäftigt, eine stete Aufwärtsentwicklung, so daß ein Erweiterungsbau erforderlich wurde, der im Laufe dieses Jahres bezogen wird.

ii

**R. Mestermann.** — Am 1. Juni 1961 kann Direktor Dipl.-Ing. Rudolf Mestermann auf eine 25-jährige Tätigkeit bei den Stadtwerken Hannover zurückblicken. Nach einer längeren Tätigkeit bei den Siemens-Schuckertwerken AG Berlin, die auch mit einem zweijährigen Aufenthalt in den USA in verantwortlicher Stellung verbunden war, übernahm Mestermann 1936 zunächst als Oberingenieur bei den Stadtwerken Hannover die Leitung der Abteilung Umspannwerke, mit der Planung, Bau und Betrieb des gesamten übergeordneten Hochspannungsnetzes und die Stromversorgung der industriellen Großabnehmer verbunden ist. 1945 wurde er zum Vertreter des Direktors des Elektrizitätswerkes und 1959 zum Direktor gewählt.

In den letzten Jahren hat Mestermann insbesondere die Spannung von 110 kV für das Kabelnetz in Hannover eingeführt, das erstmalig in Deutschland in einer besonderen Art und Weise (mit starrer Sternpunktterdung) betrieben wird. Hierüber hat Mestermann kürzlich auf der Jahresversammlung der Studiengesellschaft für Hochspannungsanlagen in Karlsruhe berichtet. Vor allem bilden der Bau des neuen Heizkraftwerkes Hannover, die damit verbundene Erweiterung der Übertragungs- und Verteilungsanlagen, sowie der Bau des ersten Teiles des Hannoverschen Fernheiznetzes Schwerpunkte von Mestermanns Tätigkeit.

Neben seiner hauptberuflichen Arbeit ist Mestermann auch im fachlichen Verbandswesen hervorgetreten. Nach mehrjähriger Mitgliedschaft in Ausschüssen der Vereinigung Deutscher Elektrizitätswerke (VDEW) hatte er eine Reihe von Jahren den Vorsitz der Elektrotechnischen Gesellschaft Hannover im Verband Deutscher Elektrotechniker (VDE) inne. Er ist Mitglied des Satzungs- und des Wahlausschusses sowie der Delegiertenversammlung des VDE und Träger der goldenen VDE-Ehrendnadel.

ii

## BÜCHER

DK 621.365

**Industrial electric furnaces and appliances.** Von V. Paschkis und J. Persson. 6. Aufl. Mit 623 S., zahlr. B. und Taf., Format 15 cm × 23,7 cm. Interscience Publishers, Inc., New York, und Interscience Publishers Ltd., London 1960. Preis Ganzln. 24,— \$.

V. Paschkis, der an der anfänglichen Entwicklung der deutschen Elektrowärmetechnik wesentlich beteiligt war, hat die zweibändige Ausgabe der 1. Auflage seines Buches „Industrial Electric Furnaces“ (1948) zu einer einbändigen Neuauflage zusammengefaßt und dabei die Mitarbeit von J. Persson, einem erfahrenen Entwicklungsingenieur der Union Carbide Metals Company, gewonnen.

Erneut ist das besondere Augenmerk sowohl auf die elektrischen als auch auf die ebenso wichtigen thermischen Vorgänge im Industrieofenbau gerichtet. In der gewählten Darstellung spiegelt sich deutlich der erfreuliche Fortschritt wieder, den die Elektrowärmetechnik von der anfänglichen Empirie zur streng wissenschaftlichen Behandlung erfahren hat. Der Zeitpunkt für die Herausgabe einer zweiten Auflage scheint deshalb glücklich gewählt, um so mehr als

das internationale Schrifttum bisher noch keine erschöpfende diesbezügliche Übersicht aufweist.

Das Buch erstrebt nicht nur eine systematische Ordnung der zahlreichen Elektrowärmeverfahren, die gerade im letzten Jahrzehnt eine Vielfalt neuartiger Formen annahmen, sondern es gibt auch mit gleicher Klarheit über die verfügbaren theoretischen Grundlagen und betriebstechnischen Erfahrungswerte Auskunft. Begreiflicherweise ist der deutsche Leser oft zur Umrechnung auf deutsche Maßeinheiten gezwungen. Eine diesbezügliche Umrechnungstabelle würde das Studium wesentlich erleichtern. Sie wäre ebenso wertvoll wie die wichtigen Literaturhinweise, die jedem Hauptabschnitt angefügt sind.

F. Lauster

DK 621-53

**Principles of control systems engineering.** Von V. Del Toro und S. R. Parker. Mit 700 S., zahlr. B. und Taf., Format 15,5 cm × 23,5 cm. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, Toronto, London 1960. Preis Ganzln. £ 5 12 sh. 6 d.

Da in den letzten Jahren, vor allen Dingen in den USA, eine große Anzahl von Büchern auf dem Gebiete der Regelungstechnik aufgelegt wurde, steht man jeder Neuerscheinung skeptisch gegenüber. Das vorstehende Buch kann jedoch vor allem wegen der Abschnitte „Analog- und Digitalrechner“ und „Die selbststellenden Regelsysteme“ empfohlen werden. Gerade die Behandlung der selbststellenden Regelsysteme wird bei vielen Regelungstechnikern auf großes Interesse stoßen.

Der erste Abschnitt des Buches vermittelt neben einer allgemeinen Einführung die mathematischen Grundlagen der linearen Regelungstechnik. Bei den klassischen Lösungsmethoden von linearen (Integro-)Differentialgleichungen mit konstanten Koeffizienten ist eine generelle Methode zur Bestimmung der Anfangsbedingungen angeführt. Anschließend wird die Lösung mit Hilfe der Laplace-Transformation behandelt. Die Betrachtung von Regelsystemen im Zeitbereich ist Gegenstand des zweiten Abschnittes. Neben der Charakterisierung der Systeme durch Übergangsfunktionen sind noch die Wechselstrom-Nachlaufsysteme erläutert. Den weitaus größten Umfang nehmen die Methoden im Frequenzbereich ein, die im dritten Abschnitt zusammengefaßt sind. Die Diskussionen werden sowohl mit Hilfe der Ortskurvendarstellung als auch in der logarithmischen Darstellung durchgeführt. Das in Amerika sehr verbreitete Wurzelortkurven-Verfahren ist in Abschnitt 4 erläutert. Ein Kapitel zeigt die Kompensationsmethode mit Hilfe der Nullstellen-Polverteilung. Dabei wird das offene System so geändert, daß der geschlossene Kreis ein gewünschtes Verhalten aufweist. Außerdem sind die Grundzüge der Netzwerk-synthese mit RC-Netzwerken angegeben.

Der vierte Abschnitt befaßt sich mit den Analog- und Digitalrechnern. Die Grundlagen zur Simulation eines linearen Problems führen bis zum Prinzipschaltbild für den Analogrechner. Bei den nichtlinearen Elementen wird darauf hingewiesen, daß der Analogrechner eine Möglichkeit zur Lösung von nichtlinearen Gleichungen bietet, ohne die analytischen Lösungsverfahren zu beherrschen. Das Kapitel über Digitalrechner beschränkt sich auf die Lösungsmethoden der numerischen Analysis. Leider wird der Einbau von Digitalrechnern als Kompensationsglied im Regelkreis nicht betrachtet. Nach den verschiedenen Codes folgen die Arbeitsprinzipien der Rechner. Am Beispiel einer linearen Differentialgleichung 2. Ordnung wird ein Rechenschema zur numerischen Integration aufgestellt. Eine Übersicht der wichtigsten Digitalrechner und ihre Eigenschaften beschließt das Kapitel.

Der letzte Abschnitt beschäftigt sich mit den selbststellenden Regelsystemen. Zuerst werden Regelsysteme betrachtet, die Referenz-Modellsysteme zur Selbststellung verwenden. Eine andere Methode beruht auf der Impulsantwort. Da für die Impulsantwort  $g(t) = \mathcal{L}^{-1}\{G(s)\}$  gilt, wobei  $G(s)$  die Übertragungsfunktion des Systems und  $\mathcal{L}^{-1}$  die inverse Laplace-Transformation darstellt, gibt sie Aufschluß über das Verhalten des betrachteten Systems. Die drei nachfolgenden Prinzipien zur Selbststellung sind angeführt:

- a) Kenngrößen. Man definiert vom zeitlichen Ausgangsverlauf Kenngrößen, nach denen die Einstellung vorgenommen wird, z. B. Messen des Verhältnisses der positiven Flächen zu den negativen Flächen der Impulsantwort.
- b) (zeitliches) Faltungintegral. Bei einer beliebigen bekannten Eingangsfunktion kann durch das Faltungintegral die Impulsantwort gefunden werden, wenn man die Ausgangsgröße mißt.
- c) stationär stochastische Prozesse. Die Kreuzkorrelationsfunktion von Ausgangsgröße und weißem Rauschen als Eingangsgröße ergibt die Impulsantwort.

Eine weitere Methode der selbststellenden Regelungen ist die Verwendung von Digitalrechnern, wobei der Rechner ein Glied im Kreis darstellt. Das letzte angegebene Verfahren bezieht sich auf Verwendung von nichtlinearen Gliedern. Die angewendeten Prinzipien sind sehr einfach, so daß für den behandelten Fall das Fehlen einer nichtlinearen Einführung weniger stört.

Leider ist im vorhergehenden Text weder auf das Faltungintegral noch auf eine Einführung in die statistischen Prozesse eingegangen. Damit wird der sonst systematische und lehrbuchartige Aufbau im letzten Abschnitt durchbrochen.

Einige prinzipielle Ausführungsformen von Geräten und Regelkreisen sind in den Text eingestreut. Nach jedem Kapitel befinden sich Übungsaufgaben zur Vertiefung des Stoffes. Die Lösungen sind am Ende des Buches angegeben.

M. Thoma



BRIEFE AN DIE SCHRIFTFLEITUNG

Zur Kurzschlußfestigkeit von Freileitungsseilen in ländlichen Mittelspannungsnetzen

Zu dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) S. 294—300 erschienenen Aufsatz wird noch nachstehende Ergänzung mitgeteilt.

Die VDE-Kommission 0103 hat sich nicht entschließen können, in die Leitsätze für die Bemessung von Starkstromanlagen auf mechanische und thermische Kurzschlußfestigkeit besondere Erwärmungskurven für Stahl-Aluminium-Seile aufzunehmen, wie sie der Verfasser in Bild 1 des oben genannten Aufsatzes gezeigt hat. Die Kommission geht statt dessen von der Annahme aus, daß in der kurzen Zeit des Kurzschlusses von häufig weniger als 1 s die Wärme aus dem ausschließlich als leitend betrachteten Aluminium

Ersatz für Tafel 1

Tafel 1 a. Zulässige Stromdichte beim Wiedereinschalten nach 2 bis 3 min.

Freileitungen aus	Stromdichte $S_{th}$ in A/mm <sup>2</sup> beim Wiedereinschalten auf Kurzschluß		
	nach 3 min Schaltpause	nach 2 min Schaltpause	ohne Abkühlung
Stahl-Aluminium Al/St 25/4 mm <sup>2</sup>	78,3	74,7	
Stahl-Aluminium Al/St 70/12 mm <sup>2</sup>	72,8	70,5	62,2

nicht in ausreichendem Maße in die Stahlseele abwandert. Für Kurzschlußzeiten über 2 s trifft diese Annahme nicht mehr voll zu. Vergleichsweise haben nämlich die Untersuchungen von Hecht<sup>1)</sup> und Versuche eines Elektrizitätsversorgungs-Unternehmen im Jahre 1939 gezeigt, daß bei Kabeln eine merkliche Abwanderung der Wärme aus dem Leiter in die schlecht wärmeleitende Isolation

1) Hecht, H.: Kurzschlußerwärmung von Kabeln. Forsch.-H. Nr. 362 des VDI, VDI-Verlag GmbH, Berlin 1933.

eintritt, wenn die Kurzschlußdauer über 2 s beträgt. Laut VDE 0103/1.61 sollen aber wohl wegen eines einheitlichen und einfachen Rechnungsganges bei kurzzeitigen Erwärmungsvorgängen für Stahl-Aluminium-Seile die Erwärmungskurven für Aluminium verwendet werden, wobei der Stahlanteil des Seiles unberücksichtigt bleiben soll. Bei Kurzschlußauslösungen, bei denen auf

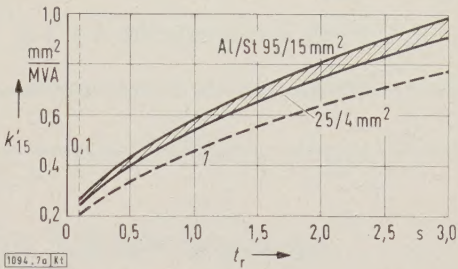


Bild 7. Kurzschlußfestigkeit von Freileitungen in Netzen ohne Kurzunterbrechung. Probeschaltung nach 2 min.

a) Stahl-Aluminium-Seile mit Al/St 95/15 mm<sup>2</sup> bis 25/4 mm<sup>2</sup> Querschnitt. 1 ohne Probeschaltung

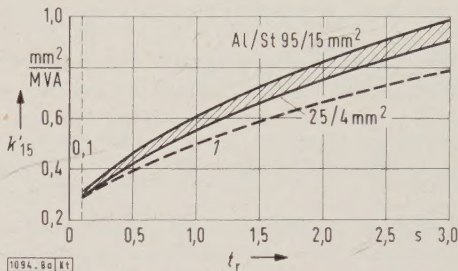


Bild 8. Kurzschlußfestigkeit von Freileitungen in Netzen mit Kurzunterbrechung. Probeschaltung nach 2 min.

a) Stahl-Aluminium-Seile mit Al/St 95/15 mm<sup>2</sup> bis 25/4 mm<sup>2</sup> Querschnitt. 1 ohne Probeschaltung

Ersatz für Tafel 2

Bei verschiedenen Leitungsquerschnitten und kürzester üblicher Relaiszeit maximal zulässige Stoßkurzschluß-Wechselstromleistungen  $P_{sw}$  für Kurzschlüsse in 45- und 20-kV-Netzen, bei denen die Entfernung bis zum Generator groß ist.

Betriebsspannung $U$  kV	Werkstoff und Querschnitt der Freileitung  mm <sup>2</sup>	zulässige Kurzschlußleistung $P_{sw}$ bei einer Relaiskommandozeit $t_r = 0,1$ s MVA					
		Fall 1	Fall 2 Wiederzuschalten nach		Fall 3	Fall 4 Wiederzuschalten nach	
			3 min	2 min		3 min	2 min
15	Kupfer 25	185	155	150	130	130	125
	Kupfer 35	265	220	205	190	185	175
	Kupfer 50	375	300	290	265	250	240
	Kupfer 70	510	395	380	360	330	315
	Aluminium 25	105	95	90	75	75	75
	Aluminium 35	150	130	125	105	105	105
	Aluminium 50	210	180	170	150	150	140
	Aluminium 70	285	235	225	200	195	190
	Aluminium 95	405	320	310	285	270	260
	Stahl-Aluminium Al/St 25/4	115	100	100	80	80	80
	Stahl-Aluminium Al/St 35/6	165	145	140	115	115	115
	Stahl-Aluminium Al/St 50/8	235	200	190	165	165	160
	Stahl-Aluminium Al/St 70/12	320	265	260	225	225	220
	Stahl-Aluminium Al/St 95/15	435	350	340	310	300	290
20	Kupfer 25	250	210	200	175	175	165
	Kupfer 35	350	270	275	250	245	230
	Kupfer 50	500	400	380	350	335	315
	Kupfer 70	680	525	505	480	440	420
	Aluminium 25	140	125	120	100	100	100
	Aluminium 35	200	175	165	140	140	140
	Aluminium 50	280	240	225	200	200	190
	Aluminium 70	380	315	300	270	260	250
	Aluminium 95	540	425	410	380	360	350
	Stahl-Aluminium Al/St 25/4	155	135	130	110	110	110
	Stahl-Aluminium Al/St 35/6	220	195	185	155	155	155
	Stahl-Aluminium Al/St 50/8	310	265	255	220	220	220
	Stahl-Aluminium Al/St 70/12	415	345	330	250	290	285
	Stahl-Aluminium Al/St 95/15	580	465	455	410	400	390

Fall 1: nur einmaliger Kurzschluß ohne Wiederzuschaltung (Probeschaltung),  
Fall 2: Kurzschluß mit Probeschaltung nach einer Schaltpause von 3 oder 2 min,  
Fall 3: Betrieb mit Kurzunterbrechung ohne anschließende Probeschaltung. Bei erfolgloser Kurzunterbrechung muß also die Leitungsstrecke zunächst untersucht werden.  
Fall 4: Betrieb mit Kurzunterbrechung und Probeschaltung nach einer Schaltpause von 3 oder 2 min. Bei der Probeschaltung ist die Kurzunterbrechung außer Betrieb gesetzt.



## Ersatz für Tafel 3

Für Kurzschlüsse bei kürzester üblicher Relaiszeit, bei denen die Entfernung bis zum Generator groß ist, mindestens erforderliche Freileitungsquerschnitte.

Betriebs- spannung $U$  kV	Kurzschluß- leistg. $P_{sw}$  MVA	Werkstoff der Freileitung	erforderlicher Mindestquerschnitt $I_T = 0,1 \text{ s}$ mm <sup>2</sup>					
			Fall 1	Fall 2 Wiederzuschaltung nach		Fall 3	Fall 4 Wiederzuschaltung nach	
				3 min	2 min		3 min	2 min
15  oder 20	150  200	Kupfer	25	25	25	35	35	35
		Aluminium	35	50	50	50	50	70
		Stahl-Aluminium	35/6	35/6	50/8	50/3	50/8	50/8
15	200	Kupfer	35	35	35	50	50	50
		Aluminium	50	70	70	70	70	95
		Stahl-Aluminium	50/8	50/3	70/12	70/12	70/12	70/12
20	250	Kupfer	25	35	35	35	50	50
		Aluminium	50	70	70	70	70	70
		Stahl-Aluminium	50/8	50/8	50/8	70/12	70/12	70/12

Fall 1: nur einmaliger Kurzschluß ohne Wiederzuschaltung (Probeschaltung),  
Fall 2: Kurzschluß mit Probeschaltung nach einer Schaltpause von 3 oder 2 min,  
Fall 3: Betrieb mit Kurzunterbrechung ohne anschließende Probeschaltung. Bei erfolgloser Kurzunterbrechung muß also die Leitungsstrecke zunächst untersucht werden.  
Fall 4: Betrieb mit Kurzunterbrechung und Probeschaltung nach einer Schaltpause von 3 oder 2 min. Bei der Probeschaltung ist die Kurzunterbrechung außer Betrieb gesetzt.

eine Probeschaltung nach 2 bis 3 min verzichtet wird, ist dann als Stromdichte nur etwa das 0,88-fache des Wertes zulässig, den man erhält, wenn man die Kurven nach Bild 1 des genannten Aufsatzes zugrunde legt.

Anders liegen die Verhältnisse jedoch bei Wiederzuschaltung auf den Kurzschluß nach 2 bis 3 min. Man kann dann annehmen, daß die im Aluminium erzeugte Wärme bereits kurze Zeit nach dem 1. Kurzschluß auch auf die Stahlseele übergeht. Die Temperaturerhöhung des Seiles nach dem 1. Kurzschluß von  $\vartheta_a$  auf  $\vartheta_1$  in Bild 2 bzw. von  $\vartheta_a$  auf  $\vartheta_2$  in Bild 5 dieses Aufsatzes kann also mit den Kurven des dortigen Bildes 1 für Stahl-Aluminium-Seile berechnet werden, falls nicht schon der erste Kurzschluß bei Verwendung der Kurve für Aluminium nach Bild 13 b) von VDE 0103 eine Temperatur von mehr als 160 °C ergibt. Auch die in Bild 3 des Aufsatzes gezeigten Abkühlungskurven gehen von einer annähernd gleichmäßigen Temperatur des Aluminiums und

der Stahlseele aus, entsprechen also einer solchen Betrachtungsweise. Für die Temperaturerhöhung durch den zweiten Kurzschluß, d. h. von  $\vartheta_2$  auf  $\vartheta_e$  in Bild 2 und von  $\vartheta_3$  auf  $\vartheta_e$  in Bild 5, müssen dann allerdings die Kurven für Aluminium verwendet werden, um VDE 0103 zu entsprechen.

Unter Berücksichtigung von VDE 0103 werden daher die Werte der zulässigen 1-s-Stromdichte  $S_{th}$  für Stahl-Aluminium-Seile nach Tafel 1 des Aufsatzes durch diejenigen nach Tafel 1 a auf S. 491 ersetzt.

Für Bild 7 a und 8 a des Aufsatzes erhält man die nachstehenden Ersatzkurven. Die Tafel 2 des Aufsatzes bekommt unter der geänderten Voraussetzung nach VDE 0103 und bei Erweiterung auf 20 kV die folgende ergänzte Fassung. In der nachstehenden ergänzten Fassung der Tafel 3 ist auch den neuen Normwerten der Ausschaltleistungen von Schaltgeräten Rechnung getragen worden.

J. Tuercke

## BERICHTIGUNGEN

### Stationäre Betrachtungen zur Stabilität von Synchronmaschinen mit Spannungs- und Winkelreglung im Verbundbetrieb

In dem in ETZ-A Bd. 82 (1961) H. 5, S. 135—141, veröffentlichten Aufsatz sind folgende Berichtigungen nachzutragen:

S. 137, rechte Spalte, 2. Zeile von oben, muß es richtig heißen ... „benötigt“.

S. 136, Bild 3, muß es richtig heißen ...

— für Blindleistung  $p_b$

— — — für Wirkleistung  $p_w$

### Gesetzmäßigkeiten und Ursachen der Schwingungen in Kondensatoren bei Stoßentladungen und hochfrequenten Strömen

In dem in ETZ-A Bd. 82 (1961) H. 10, S. 322, veröffentlichten Referat ist folgende Berichtigung nachzutragen:

In der 3. Zeile muß es richtig heißen ... „10<sup>8</sup> °K“.

Abschluß des Heftes 7. Juli 1961

Schriftleitung: Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21; Fernruf 60 341, Fernschreiber (Telex) 04—12 871.

Hauptschriftleiter: Dr.-Ing. P. Jacottet (für den redaktionellen Teil verantwortlich).

Schriftleiter: Dipl.-Ing. F. Meske und Dipl.-Ing. K. Rangs.

Zuschriften für die Schriftleitung nicht an eine persönliche Anschrift, sondern nur an: Schriftleitung der ETZ, Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21.

## BUCHHINGÄNGE

(Ausführliche Besprechung vorbehalten)

**Ingenieur-Mathematik.** Bd. 2: Differentialgleichungen und Funktionentheorie. Von R. Sauer. Mit 192 S., 95 B., Format 16 cm × 24 cm. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1961. Preis Ganzln. 18,— DM.

**Elektronisches Rauschen.** Bd. 1: Rauschquellen. Von H. Pfeifer. Mit 308 S., 90 B., 8 Taf., Format 15,5 cm × 22 cm. B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig 1959. Preis Kunstleder 25,— DM.

**Stand und Aufgaben der Weltverkehrstechnik.** Nachrichtentechnische Fachberichte Bd. 19. Mit 169 S., zahlr. B., Taf. und Qu., Format 21 cm × 30 cm. Hrsg. J. Wosnik. Verlag Friedr. Vieweg & Sohn, Braunschweig 1961. Preis kart. 31,— DM; für NTG/VDE-Mitglieder 28,— DM.

**Elektrothermie.** Die elektrische Erzeugung und technische Anwendung hoher Temperaturen. 2. völlig Neubearb. und erw. Aufl. Mit 463 S., 328 B., zahlr. Taf., Format 15,5 cm × 23,5 cm. Hrsg. M. Pirani. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1960. Preis Ganzln. 64,50 DM.

Folgende Aufsätze erschienen in der ETZ-B vom 10. Juli 1961

## Heft 14

E. Justl: Ökonomische Erzeugung und Speicherung von Elektrizität durch Brennstoffelemente.

K. Sattelberg: Analoge und digitale Verfahren und Geräte für die Zeit- und Geschwindigkeitsmessung.

Schluß des Textteils

Verlag und Anzeigenverwaltung: VDE-Verlag GmbH, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, Fernruf 34 01 41, Fernschreiber (Telex) 01—84 083.

Anzeigenleitung: Kurt Totzauer.

Bezugspreis (halbjährlich zuzügl. Zustellgebühr) 24,— DM,

für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 16,— DM;

Ausgabe A und B zusammen 34,— DM,

für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 24,— DM.

Einzelpreis dieses Heftes 2,— DM.

Druck: Deutsche Zentraldruckerei AG, Berlin SW 61, Dessauer Straße 6/7.